

## Trabajo Fin de Grado

Búsqueda de víctimas de avalancha mediante  
quadricóptero

Autor

Cristina Paniagua Muro

Director

José Luis Villarroel Salcedo

Escuela de ingeniería y arquitectura  
2015

# RESUMEN

---

Los accidentes por aludes son noticia frecuente, en ocasiones costando vidas humanas, por ello los montañeros portan consigo el dispositivo ARVA, que emite una señal pulsada de 457KHz de campo magnético. A partir de esta señal es posible localizar a la víctima sepultada bajo la nieve, proceso que actualmente es llevado a cabo por equipos de búsqueda especializados.

Esta tarea de búsqueda realizada hasta la fecha manualmente, conlleva un tiempo que puede resultar crítico en la supervivencia de la víctima. Este trabajo tiene como objetivo la sustitución del personal de búsqueda por un dron encargado de localizar la señal del ARVA. Se trata de una prueba de concepto del sistema electrónico capaz de la recepción de las líneas de campo magnético cercano generadas por un dispositivo ARVA y su seguimiento.

Para ello se ha creado y diseñado el sistema completo partiendo de dos antenas de ferrita para captar la señal de campo y obteniendo como salida la señal PWM conectada al autopiloto del dron, controlando el giro del mismo.

Se ha diseñado y producido las placas receptoras, que acondicionan la señal y su posterior procesamiento en una placa comercial (BeagleBone) obteniendo la información necesaria, modulo y ángulo, de la línea de flujo magnético, permitiendo así su seguimiento por el dron.

Para la realización de este Trabajo Fin de Grado se realizó: el análisis de la búsqueda de víctimas de aludes, análisis del entorno electromagnético, diseño electrónico del dispositivo receptor, simulación de las etapas, diseño y fabricación de la PCB, puesta en marcha de las placas, programación en tiempo real del programa de lectura y procesado de la señal, generación de la señal PWM y finalmente se han realizado las pruebas del prototipo en laboratorio.

# TRABAJOS DE FIN DE GRADO / FIN DE MÁSTER



Escuela de  
Ingeniería y Arquitectura  
Universidad Zaragoza

## DECLARACIÓN DE AUTORÍA Y ORIGINALIDAD

(Este documento debe acompañar al Trabajo Fin de Grado (TFG)/Trabajo Fin de Máster (TFM) cuando sea depositado para su evaluación).

D./Dª. \_\_\_\_\_,

con nº de DNI \_\_\_\_\_ en aplicación de lo dispuesto en el art. 14 (Derechos de autor) del Acuerdo de 11 de septiembre de 2014, del Consejo de Gobierno, por el que se aprueba el Reglamento de los TFG y TFM de la Universidad de Zaragoza,

Declaro que el presente Trabajo de Fin de (Grado/Máster) \_\_\_\_\_, (Título del Trabajo)

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

es de mi autoría y es original, no habiéndose utilizado fuente sin ser citada debidamente.

Zaragoza, \_\_\_\_\_

Fdo: \_\_\_\_\_  
Cristina Ramírez

# ÍNDICE

---

## PARTE 1. MEMORIA

### 1 INTRODUCCIÓN

1.1 RESCATE DE VICTIMAS DE ALUD.....	2
1.2 ESTANDAR ARVA .....	4
1.3 OBJETIVO.....	6
1.4 MARCO Y ALCANCE.....	6
1.5 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA .....	7
1.6 DESCRIPCION DEL SISTEMA .....	8

### 2 HARDWARE

2.1 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO .....	9
2.2 LIMITACIONES .....	9
2.3 DESCRIPCIÓN MODULAR .....	10
2.3.1 MODULO DE ALIMENTACIÓN .....	10
2.3.2 MODULO DE SEÑAL.....	11
2.3.2.1 SINTONIZADOR.....	11
2.3.2.2 APLIFICACIÓN .....	11
2.3.2.3 FILTRADO .....	13
2.3.2.4 DEMODULACIÓN.....	14
2.4 DESCRIPCIÓN DE LAS ETAPAS .....	16
2.4.1 ANTENA –SINTONIA.....	17
2.4.2 ETAPA PREAMPLIFICADORA.....	17
2.4.3 FILTRADO.....	18
2.4.4 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN VARIABLE .....	19
2.4.4.1 ETAPA GANANCIA UNIDAD.....	20
2.4.4.2 ETAPA ATENUACIÓN.....	20
2.4.4.3 ETAPA GANANCIA VARIABLE .....	21
2.4.5 DETECTOR DE ENVOLVENTE .....	21
2.4.6 ALIMENTACIÓN .....	22
2.5 DESCRIPCIÓN DEL DISPOSITIVO .....	23
2.5.1 PLACA DE CIRCUITO IMPRESO .....	23

### 3 SOFTWARE

3.1 ENTORNO .....	26
3.2 OBJETIVO DEL SOFTWARE .....	26
3.3. DESCRIPCION .....	26
3.4 METODOLOGIA DETECCIÓN LINEAS DE CAMPO .....	27

3.5 ESTRATEGIA SEGUIMIENTO LINEA DE CAMPO .....	28
3.6 DISEÑO TIEMPO REAL .....	29
3.7 DIAGRAMA DE FLUJO DE CADA TAREA.....	31
3.7.1 TAREA LECTURA .....	31
3.7.2 TAREA GENREF .....	32
3.7.3 TAREA CONTROL.....	33
3.8 MEJORAS EN EL SISTEMA DE ANTENAS.....	34
<b>4. MEDIDAS EXPERIMENTALES</b>	
4.1 PRUEBAS UNITARIAS .....	35
4.1.1 CARACTERIZACIÓN DE LA ANTENA DE FERRITA .....	35
4.1.2 MEDIDA DEL RUIDO DE LOS MOTORES Y APANTALLAMIENTO.....	35
4.1.3 MEDIDA DE SEÑAL ARVA CON ANTENA DE FERRITA SINTONIZADA....	35
4.1.4 AJUSTE DEL PWM.....	37
4.2 PRUEBAS GLOBALES, CON PLACAS RECEPTORAS MONTADAS .....	37
4.2.1 SINTONIZACIÓN ANTENA EN PLACA Y AJUSTE DEL FILTRO .....	37
4.2.2 VALORACIÓN LIMPIEZA SEÑAL .....	37
4.2.3 PRUEBA GLOBAL DE FUNCIONAMIENTO .....	37
<b>5. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS DE TRABAJO</b>	
5.1 CONCLUSIONES.....	38
5.2 LINEAS FUTURAS DE TRABAJO.....	39

## **PARTE 2. ANEXOS**

### A. FUNDAMENTOS FÍSICOS

A1. DIPOLO MAGNÉTICO.....	41
A2. ECUACIONES .....	41

### B. SIMULACIÓN

B2. MEDIDAS EN EL DOMINIO FRECUENCIAL.....	47
--	----

C. PLANOS .....	48
-----------------	----

### D.RESULTADOS DE LOS EXPERIMENTOS

D1. MEDIDA DEL RUIDO DE LOS MOTORES Y APANTALLAMIENTO .....	50
D2. AJUSTE DEL PWM .....	53
D3. PRUEBA GLOBAL DE PLACA RECEPTORA .....	53

E. PROGRAMA PRINCIPAL .....	54
-----------------------------	----

F. DATA SHEETS .....	74
----------------------	----

### G. BIBLIOGRAFÍA

G1. BIBLIOGRAFÍA.....	75
G2. LINKCOGRAFÍA .....	75
G3. PROGRAMAS DE CÁLCULO .....	76

# ÍNDICE DE FIGURAS

---

Figura 1: Probabilidad de supervivencia en función de tiempo de permanencia.....	2
Figura 2: Búsqueda primaria .....	3
Figura 3: Búsqueda secundaria.....	3
Figura 4: Búsqueda terciaria.....	4
Figura 5: Dispositivo ARVA comercial .....	4
Figura 6: Modulación de la señal.....	5
Figura 7: Líneas de flujo en un plano que contiene al eje de la antena emisora.....	5
Figura 8: Esquema del dron visto desde arriba con las dos antenas en cuadratura..	7
Figura 9: Entorno del sistema.....	7
Figura 10: Sistema a diseñar .....	8
Figura 11: Etapa amplificadora no inversora .....	13
Figura 12: Diagrama de bloques del sistema.....	16
Figura 13: Etapa de sintonía.....	17
Figura 14: Condensadores de desacoplo .....	18
Figura 15: Etapa preamplificadora.....	18
Figura 16: Ajuste de ganancia del integrado INA163 .....	18
Figura 17: Etapa de filtrado .....	19
Figura 18: Etapa Ganancia unidad.....	20
Figura 19: Etapa Atenuación.....	20
Figura 20: Etapa Ganancia variable .....	21
Figura 21: Etapa Detector de envolvente .....	22
Figura 22: Módulo alimentación.....	23
Figura 23: Placa receptora cara top .....	24
Figura 24: Diagrama tareas y servidores.....	26
Figura 25: Distribución del campo buscada con dos antenas en cuadratura .....	27
Figura 26: Maquina de estados .....	28
Figura 27: Activación de las tareas.....	29
Figura 28: Línea temporal con medidas de cada tarea.....	29
Figura 29: Prueba de la sintonía.....	36
Figura 30: Disposición física del Arva y placa receptora .....	36
Figura 31: Líneas de flujo .....	41
Figura 32: Dipolo magnético e intensidades de campo magnético.....	41
Figura 33: Perfil de simulación en dominio temporal.....	43
Figura 34: Generación de señal ARVA y ruido.....	44
Figura 35: Señal generada como señal de entrada.....	44
Figura 36: Esquema simulación de la preamplificación.....	44
Figura 37: Señal tras la etapa de preamplificación .....	45
Figura 38: Esquema simulación del filtrado.....	45
Figura 39: Señal tras la etapa de filtrado .....	45

Figura 40: Esquema simulación del detector de envolvente .....	46
Figura 41: Señal tras la etapa detector de envolvente en amarillo y tras el filtro en rojo .....	46
Figura 42: Señal de salida.....	46
Figura 43: Comparación entre señal de entrada y salida .....	47
Figura 44: Perfil de simulación domino frecuencial .....	47
Figura 45: Resultado del barrido en frecuencia .....	47
Figura 46: Cursor .....	48
Figura 47: Detalle del pico de resonancia.....	48
Figura 48: Receptor horizontal sobre la mesa .....	50
Figura 49: Receptor vertical sobre la mesa .....	50
Figura 50: Detalle de montaje 3.....	51
Figura 51: Receptor colocado en la pata del dron .....	51
Figura 52: Detalle de montaje 4.....	51
Figura 53: Apantallamiento en los 4 speed controllers.....	51
Figura 54:Receptor sobre la mesa y apantallamiento.....	52
Figura 55: Caja de aluminio sobre receptor y apantallamiento.....	52
Figura 56: Ajuste del PWM.....	53
Figura 57: Punto de test 1 .....	54
Figura 58: Punto de test 2 .....	54
Figura 59: Salida de la placa receptora.....	55
Figura 60: Esquema de protección .....	55
Figura 61: Montaje una placa receptora .....	56
Figura 62: Envolvente tras la protección.....	56

# ÍNDICE DE TABLAS Y ECUACIONES

---

## TABLAS

Tabla 1: Cálculo de ganancias .....	12
Tabla 2: Selección de ganancia mediante los canales mux/demux .....	19
Tabla 3: Niveles lógicos para la selección de los canales .....	20
Tabla 4: Cálculo R2 en función de la ganancia deseada.....	21
Tabla 5: Parámetros del sistema de tiempo real.....	30
Tabla 6: Test ángulo yaw .....	53

## ECUACIONES

Ecuación 1: Ganancia amplificador no inversor.....	13
Ecuación 2: Frecuencia de resonancia .....	17
Ecuación 3: Ganancia INA163 .....	18
Ecuación 4: Condición de garantía de plazos .....	30
Ecuación 5: Campo magnético cercano .....	41
Ecuación 6: Anchura de pulso.....	53

# REFERENCIAS

---

## ACRÓNIMOS

AO: Amplificador operacional.

ARVA: Dispositivo de búsqueda de victimas de avalancha.

CAD: Conversor analógico digital, de la placa procesadora.

EMC: Compatibilidad electromagnética.

ESR: Resistencia serie equivalente (de un condensador).

GND: término para referirse a la masa del circuito, proviene del inglés *ground*

LDO: Low Drop-Out. Regulador de tensión lineal de baja caída.

PCB: Placa de circuito impreso.

PWM: Modulación por anchura de pulso.

## SÍMBOLOS

$f$	<i>Frecuencia</i>	<i>Hercios</i>	$\text{Hz}$
$L$	<i>Inductancia</i>	<i>Henrios</i>	$H$
$C$	<i>Capacitancia</i>	<i>Faradios</i>	$F$
$H$	<i>Intensidad de campo magnético</i>	<i>Amperios por metro</i>	$A/m$
$m$	<i>Momento magnético</i>	<i>Julios por tesla</i>	$J/T$
$r$	<i>Distancia de la antena al emisor</i>	<i>Metros</i>	$m$
$w$	<i>Velocidad angular</i>	<i>Radianes por segundo</i>	$\text{rad/s}$
$C$	<i>Tiempo de computo de una tarea</i>	<i>Milisegundos</i>	$ms$
$P$	<i>Periodo de una tarea</i>	<i>Milisegundos</i>	$ms$
$D$	<i>Plazo de respuesta de una tarea</i>	<i>Milisegundos</i>	$ms$
$B$	<i>Tiempo de bloqueo de una tarea</i>	<i>Microsegundos</i>	$\mu s$

# **PARTE 1. MEMORIA**

---

# TEMA 1. INTRODUCCIÓN

---

## 1.1 RESCATE DE VICTIMAS DE ALUD

En la actualidad es noticia frecuente accidentes provocados por avalanchas de nieve, que en ocasiones se cobran vidas humanas. Las avalanchas de nieve en la comunidad autónoma de Aragón, entre 1953 y 2005, causaron 57 muertos, 28 heridos de cierta consideración y alcanzado, al menos, a otras 80 personas que resultaron ileñas. Si nos centramos en el año 2015, diecisiete son los montañeros españoles que han perdido la vida este año cuando practicaban este deporte, catorce de ellos en el extranjero y tres en España [12].

El rescate de víctimas en este tipo de accidentes es delicado, demanda un gran esfuerzo por parte de múltiples organismos involucrados: grupos de búsqueda de la Guardia Civil en Aragón, los bomberos en Cataluña o la Ertzaintza en el País Vasco son ejemplos de grupos encargados de rescates organizados.

Existen dos dificultades principales a la hora del rescate de las víctimas, por un lado la probabilidad de sobrevivir al quedar sepultado en la nieve disminuye rápidamente con el tiempo, lo que hace necesaria una rápida localización y extracción [1]. En la mayoría de los casos la muerte sobreviene por asfixia y en el resto debido a la hipotermia. Como se puede ver en la Figura 1, la probabilidad de supervivencia es del 93% durante los 15 primeros minutos. Entre los 15 y los 45 minutos se consta un descenso rápido de la probabilidad de supervivencia debido a la asfixia, hasta el 26%. Este porcentaje se mantiene constante hasta los 90 minutos. A partir de ese tiempo vuelve a disminuir debido a la hipotermia siendo del 4% a las tres horas del accidente [2].

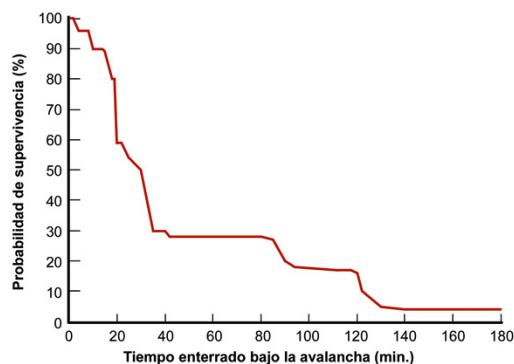


Figura 1: Probabilidad de supervivencia en función de tiempo de permanencia.

Por otro lado, el protocolo de rescate actual de tipo organizado, el cual ha avanzado con los años, requiere del despliegue de una gran cantidad de personas por la zona afectada, poniendo en riesgo al propio grupo de búsqueda. Además este proceso resulta muy lento, marcando en ocasiones la diferencia entre la vida o la muerte.

Este protocolo hace uso del dispositivo ARVA: *Appareil de Reserche de Victimes d'Alvalanche*. Se trata de un equipo electrónico que porta el montañero y que realiza dos funciones, ejercer tanto de emisor como de receptor de ondas magnéticas emitidas en pulsos de 457KHz cada segundo. De este modo, un dispositivo ARVA es portado por los equipos de rescate para encontrar a las víctimas que han sido sepultadas bajo la nieve, que portan, a su vez, el ARVA en modo emisión; haciendo posible el rescate.

La búsqueda consta de tres partes diferenciadas:

- **Búsqueda primaria.** El objetivo de la búsqueda primaria es localizar por primera vez la señal ARVA, así según se trate de un grupo de búsqueda o un solo individuo se realizarán distintos barridos hasta encontrar un indicio de señal emitida por el ARVA de la víctima.

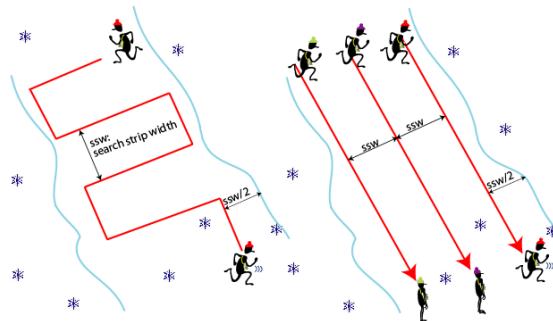


Figura 2: Búsqueda primaria

- **Búsqueda secundaria.** La búsqueda secundaria consiste en el seguimiento de las líneas de flujo de campo magnético emitidas por la víctima a partir de la señal localizada en la búsqueda primaria. Este seguimiento se efectúa hasta que estas se unen en una zona central, que puede ser de varios metros cuadrados y en el cual será necesario aplicar la siguiente búsqueda.

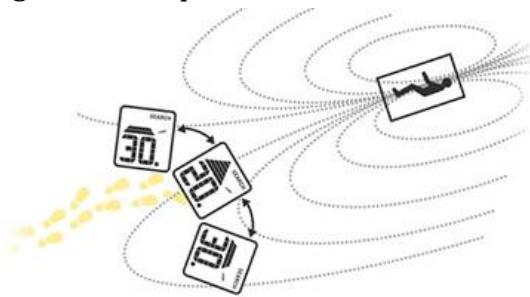


Figura 3: Búsqueda secundaria.

- **Búsqueda terciaria.** La búsqueda terciaria es una búsqueda de máximos, en la cual se realizan barridos en cruz hasta obtener el punto exacto en donde se encuentra la víctima sepultada bajo la nieve.

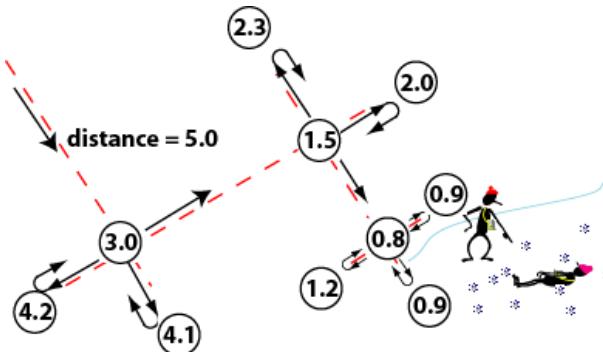


Figura 4: Búsqueda terciaria.

## 1.2 ESTANDAR ARVA

El ARVA, tal como se ha mencionado en el apartado XX, es un aparato capaz de localizar a una víctima de avalancha de nieve, que ha quedado totalmente sepultada, y que también lleva otro ARVA. En emisión es una radiobaliza que emite una señal de campo magnético con una portadora de 457 KHz. En recepción recibe esta señal y la transforma bien en una señal audible, o en una indicación digital de distancia al emisor.



Figura 5: Dispositivo ARVA comercial

La emisión de la onda generada por el ARVA está especificada en la norma **ETSI 300 718**, la cual establece los siguientes parámetros para la modulación de la señal [3] (ver figura 6):

- La señal emitida tendrá una frecuencia de 457 KHz, con una tolerancia de  $\pm$  80 Hz
- La señal emitida se hace de forma pulsante, existiendo momentos de emisión (pulso en ON) y momentos sin emisión (pulso en OFF).
- El ancho del pulso en ON tendrá una duración mínima de 70 ms y el de OFF de 400 ms como mínimo.
- El periodo total de la señal emitida será de 1000 ms, con una tolerancia de  $\pm$  300 ms.

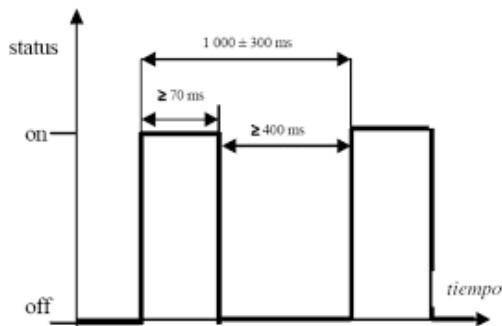


Figura 6: Modulación de la señal.

La antena emisora constituye lo que se denomina un dipolo magnético, explicado en el anexo A, lo que nos permite conocer la dirección e intensidad del campo recibido en función del momento magnético generado y la distancia al emisor. La figura 7 muestra las líneas de campo típicas generadas por un dipolo magnético

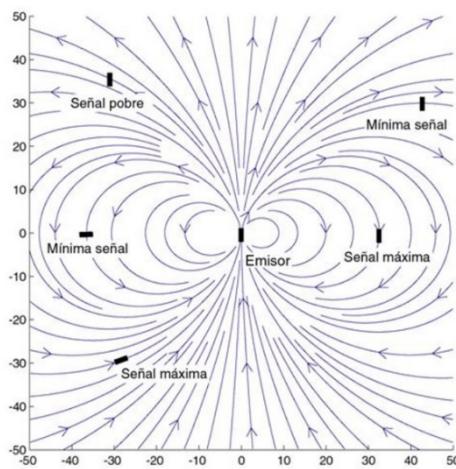


Figura 7: Líneas de flujo en un plano que contiene al eje de la antena emisora.

## **1.3 OBJETIVO**

El objetivo global de este proyecto es diseñar y construir los dispositivos necesarios para la realización de una prueba de concepto consistente en la búsqueda y seguimiento de una señal ARVA mediante equipos embarcados en un dron, para facilitar el rescate de víctimas de aludes en montaña, sustituyendo el personal de búsqueda por los drones guiados por el dispositivo. Haciendo la búsqueda más rápida y eficaz, lo que repercutirá en el aumento del éxito en las misiones de rescate logrando salvar más vidas.

Especificamente se trata de diseñar e implementar un prototipo funcional de dispositivo electrónico capaz de detectar la señal del campo electromagnético generado por un dispositivo ARVA, procesarla y obtener la información útil para el módulo de navegación del dron.

## **1.4 MARCO Y ALCANCE**

Este proyecto forma parte de un conjunto de proyectos encaminados al desarrollo de un sistema completo de búsqueda de sepultados en nieve. Se parte de los siguientes elementos disponibles:

- Un dron cuadricóptero, portador de todo el sistema de localización.
- Dos antenas bobinadas sobre núcleo de ferrita, diseñadas para la banda de frecuencias en la que trabaja el ARVA.
- Una placa comercial de adquisición de señal y procesamiento de datos que se comunicara con el autopiloto del cuadricóptero (BeagleBone).

En este proyecto el alcance se extiende a los siguientes aspectos:

- Diseño de un receptor analógico de señales electromagnéticas, que utilice las antenas anteriores.
- Realización de un programa de procesado de las señales para la obtención de la dirección y magnitud de la línea de campo magnético detectado.
- Programación del interfaz con el módulo de navegación.

El proyecto se ha considerado en el ámbito de la búsqueda secundaria, suponiendo una línea de flujo ya identificada y terminando su función con la localización de la zona de convergencia de las líneas de campo.

Por tanto, el rango de búsqueda oscila entre los 20 metros (mínima señal) y 0,5 metros (señal máxima) respecto al origen.

Para esta prueba de concepto se ha considerado como temperatura de trabajo la del laboratorio en el que realizan los experimentos, quedando el ajuste de las derivas térmicas a temperaturas bajo 0 para la posterior continuación del mismo.

## 1.4 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

La localización de personas sepultadas bajo la nieve portadoras de un sistema ARVA conlleva la localización y seguimiento de las líneas generadas por este, siendo esta tarea ardua si se realiza por el personal de búsqueda sobre el terreno.

La utilización de un dron supondría una ventaja frente a el tipo de búsqueda ya descrita, la rapidez que permite los drones, la capacidad de llegar a partes del terreno de difícil acceso, además de evitar poner en peligro la vida de más personas hacen de este método un avance en este tipo de búsquedas.

Como contrapartida la señal generada por el ARVA es débil lo que dificulta su recepción y procesado, en este proyecto se propone un sistema diseñado para captar y amplificar esta señal por encima del ruido, realizando el seguimiento de las líneas de campo magnético a partir de las dos antenas colocadas en cuadratura.

Obteniendo de esta manera la información necesaria para indicar al dron que ángulo debe girar para poder seguir la línea de campo detectada. En un principio para esta prueba de concepto se ha distribuido las antenas tal como se ve en la figura 8.

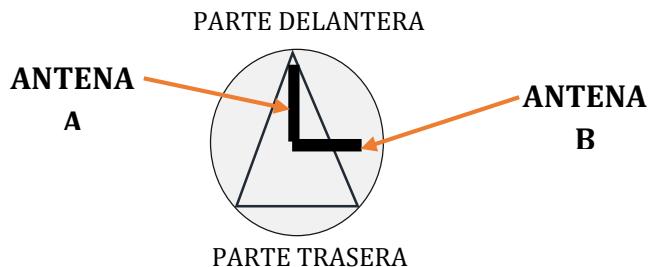


Figura 8: Esquema del dron visto desde arriba con las dos antenas en cuadratura.

Para la consecución de estos objetivos se diseñara el sistema electrónico cuyas entradas serán las señales obtenidas a través de las antenas y su salida será la PWM acorde con el autopiloto, entre los 50 y 400 Hz con un ancho de pulso de 1 a 2 ms.

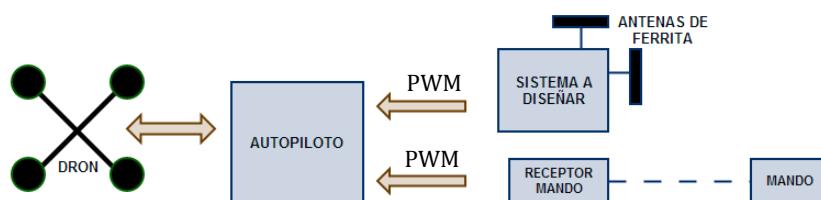


Figura 9: Entorno del sistema

La señal que genera el ARVA en el rango de trabajo es de  $\mu\text{V}$ , por tanto se requiere de una sintonización de las antenas, una amplificación de bajo ruido y filtrado para obtener una señal con la que se pueda trabajar.

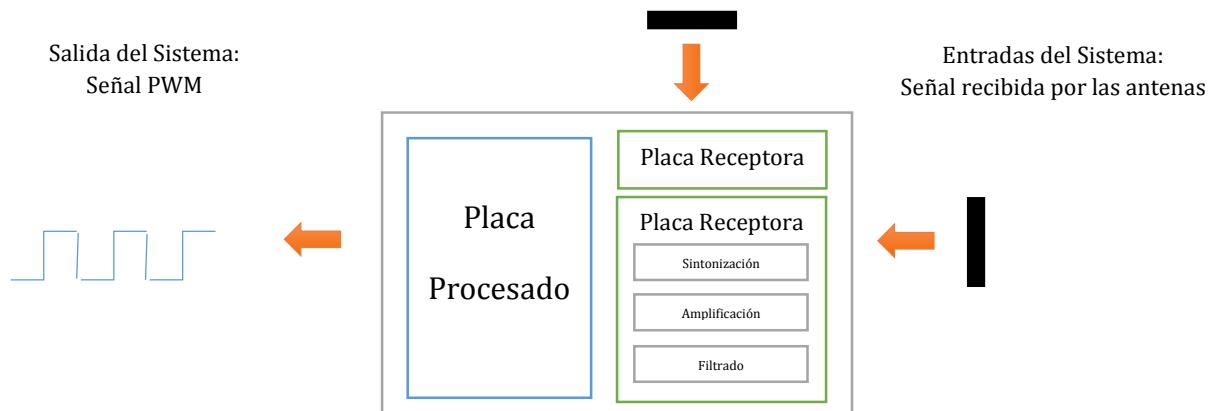


Figura 10: Sistema a diseñar

## 1.5 DESCRIPCION DEL SISTEMA

El sistema global consta cuatro partes principales:

- **Placas receptoras:** Diseñadas íntegramente en el marco de este proyecto, a partir de dos antenas de ferrita posicionadas en un ángulo de 90º. Estas placas deberán realizar la sintonía, amplificación, filtrado y demodulación, además de la alimentación usada para todo el prototipo a partir de la batería del dron.
- **Placa de procesado:** utilizando una placa comercial BeagleBone, realizando las funciones de conversión analógica/digital de la señal, procesado de la misma para obtención de la dirección de la línea de campo y generación de las consignas que debe seguir el módulo de dirección el dron.
- **Autopiloto:** es el módulo encargado de la navegación del dron y que queda fuera del alcance de este proyecto.
- **Cuadricóptero:** también denominado dron, capaz de navegar de forma autónoma y es el portador de los sistemas de detección de la señal ARVA, procesado y autopiloto. El modelo de referencia utilizado en este proyecto es el disponible actualmente en el departamento: FlameWheel450.

# TEMA 2. HARDWARE

---

## 2.1 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

Para este diseño se han tenido las siguientes especificaciones y condiciones de diseño:

1. Diseño de un sistema analógico para la obtención de la información
2. Utilización de amplificadores de instrumentación y de bajo ruido.
3. Utilización de filtro pasabanda de alto Q, para conseguir una alta selectividad de la señal del ARVA.
4. Diseño de un sistema de ganancia variable controlada desde el microcontrolador para adaptarse al rango dinámico de la señal.
5. Alimentación del todo el sistema a partir de la batería del dron.

## 2.2 LIMITACIONES

A la hora de diseñar las placas receptoras se tuvieron en cuenta varios aspectos que resultaron determinantes en la elección de las etapas propuestas.

Por un lado, la señal generada por el ARVA es de tipo campo magnético. Esto implica un cuidado diseño de la PCB, disminuyendo en lo posible los bucles de masa y de señales que puedan ser susceptibles de funcionar como antenas parásitas.

El campo electromagnético en su propagación en el espacio libre sufre una atenuación proporcional al cubo de la distancia. Este aspecto condiciona de forma importante el rango dinámico del amplificador, ya que una señal fuerte a una distancia próxima al foco, disminuye rápidamente, hasta perderse en el ruido ambiente, a distancias muy cortas.

El rango de la señal a capturar exige, por tanto, una ganancia variable en el sistema para adaptarse a las diferentes distancias de trabajo.

Por otro lado, la placa BeagleBone utilizada como sistema de control presenta algunas limitaciones. Estas son principalmente tres: su conversor analógico digital no puede exceder 1,8 V de entrada, por lo que será necesario diseñar un sistema inteligente de control de ganancia de tal forma que manteniendo siempre un nivel de señal aceptable se evite superar este voltaje. La frecuencia de muestreo de la placa es de 24MHz, por lo que la señal no podrá superar, de acuerdo con el criterio de Nyquist, la frecuencia de 12MHz. Por último, esta placa utiliza una alimentación de 5 Vdc, que debe ser obtenida a partir de la alimentación simétrica de  $\pm$  6 Vdc de la placa receptora.

Finalmente, todo el sistema se alimenta a partir de la batería del dron, que oscila entre 16 y 17 Vdc. Debido a la necesidad de un amplificador con alimentación simétrica para la señal del ARVA, que contiene una señal bipolar, es necesario realizar el diseño de una etapa de alimentación, con la que también alimentar la placa BeagleBone, de acuerdo a lo señalado en el párrafo anterior.

Una vez entendidas las limitaciones y parámetros que deben tenerse en cuenta para el diseño, este se ha dividido en dos partes:

- Módulo de alimentación.
- Módulo de señal.

## 2.3 DESCRIPCIÓN MODULAR

### 2.3.1 MODULO DE ALIMENTACIÓN

Los voltajes de alimentación de los integrados que se utilizarán en la placa receptora son 5 Vdc y  $\pm 6$  Vdc, puesto que el sistema se embarca en un dron esta debe adaptarse a la alimentación disponible durante el vuelo del mismo, esto es, la batería del dron.

La batería suministra una tensión que varía alrededor de los 16 Vdc, tensión que será considerada para el diseño de las etapas de alimentación.

Esta tensión aunque proviene de una batería debe ser filtrada para no introducir ruidos en el sistema de recepción procedentes de los otros dispositivos que se alimentan a partir de esta batería, principalmente las etapas de potencia de los motores y los propios motores.

Para poder obtener una tensión simétrica a partir de 16 V es necesario utilizar una masa virtual. Previamente se reduce la tensión con un regulador LDO a 12 V, para pasar a dividirla en  $\pm 6$  V, generando una nueva masa. Esta tensión se utilizará para la alimentación de los integrados de las placas receptoras.

Debido a la diferencia de masas existente entre la propia de la batería y la de placas receptoras, será necesario alimentar la placa BeagleBone desde el módulo de alimentación de las placas receptoras. Con este fin a partir de los 6 V, mediante un regulador LDO, se generan 5 V que serán utilizados para alimentar esta placa. Evidentemente utilizando la masa virtual antes creada como masa de dicha placa.

Este cambio de masa ha de tenerse en cuenta a la hora de conectar instrumentos de medida como osciloscopios, generadores o fuentes de alimentación; evitando la

generación de cortocircuitos. Esta misma circunstancia se deberá de tener en cuenta a la hora de la conexión de la señal de control para el autopiloto.

### 2.3.2 MODULO DE SEÑAL

En lo que respecta al tratamiento de la señal y debido a la naturaleza de la misma se tuvieron en cuenta varias alternativas, que tras su posterior simulación y análisis fueron desestimadas, hasta seleccionar la desarrollada en este proyecto.

Este módulo se divide en cuatro bloques:

- Sintonizador.
- Amplificación.
- Filtrado.
- Demodulación.

#### 2.3.2.1 SINTONIZADOR

La primera etapa del módulo de señal es el sintonizador cuya misión es realizar una recepción selectiva de la señal del ARVA. Para este fin se utiliza un circuito LC paralelo cuya frecuencia de resonancia es precisamente 457 KHz.

Esto es necesario debido a la baja señal que se obtiene sin sintonizar la antena, valores de  $\mu$ V, y la existencia de una gran cantidad de ruido.

Para el diseño del circuito se ha caracterizado la antena (cuya construcción se realizó en otro proyecto) mediante un analizador RLC y se calculó la capacidad necesaria para dicha resonancia.

#### 2.3.2.2 APLIFICACIÓN

La primera limitación que debía solventarse en el diseño de la etapa amplificadora era la pequeña señal que se recibía del ARVA al alejarse del mismo. Desde un punto de vista físico al tratarse de una señal de campo magnético cercano según se observa en las ecuaciones descritas en el apartado A.1 de los anexos, la magnitud del campo disminuye al cubo inversamente a la distancia del foco de emisión de las ondas. Obteniendo un rango posterior a la sintonización entre los 22mV y los 100mV.

Por lo tanto, no solo es necesario una etapa que amplifique notablemente la señal, sino que esta pueda variar en un gran rango. También había que tener en cuenta que

si se utilizan etapas de amplificación en fases tempranas el ruido también se vería amplificado, lo cual supone un inconveniente.

Por todo ello se decidió utilizar varias etapas de amplificación [4]: un preamplificador inicial, seguida de los filtros pertinentes y una o varias etapas de ganancia variable, que adaptándola a la distancia al objetivo permitiera aprovechar al máximo el rango del conversor analógico digital de la placa BeagleBone.

Para elegir estas ganancias fue necesario tener en cuenta que la alimentación con la que contamos es de  $\pm 6$  Vdc lo que implica que los correspondientes amplificadores nunca pueden superar dicho valor y por tanto toda amplificación de la señal por encima de ese margen producirá la saturación de los mismos.

Debido a que con la etapa de filtrado se obtiene una ganancia de 10, la amplificación de la primera etapa se ajustó a una ganancia de 5; así la ganancia fija de este bloque es 50.

Este valor fue ajustado con los datos suministrados por el experimento, capítulo 4, en el que se aprecia que los valores de la señal a medio metro con la mejor orientación de la antena no superaban los 100 mV, lo que implica que la máxima señal en el interior del circuito con la ganancia anterior es de 5 V, ajustándose a lo comentado anteriormente.

Una vez definida la ganancia fija, se ajustó la etapa de ganancia variable de tal forma que los valores de la señal de salida oscilasen entre el 0.5 y 1.5 V, adaptándose a la limitación del conversor antes mencionada. Para ello se utilizó la siguiente tabla:

Señal de entrada (mV)	Ganancia deseada	Ganancia fija	Voltaje intermedio (V)	Ganancia faltante	Voltaje salida (V)
100 - 30	15	50	5 - 1.5	0.3	1.5 - 0.45
30 - 10	50	50	1.5 - 0.5	1	1.5 - 0.5
10 - 4	100	50	0.5 - 0.2	2	1 - 0.4
4 - 1.2	400	50	0.2 - 0.06	8	1.6 - 0.48
1.2 - 0.5	1000	50	0.06 - 0.025	20	1.2 - 0.5
0.5 - 0.2	2500	50	0.025 - 0.010	50	1.25 - 0.5

**Tabla 1: Cálculo de ganancias.**

Según se puede observar en el caso de mayor señal de entrada es necesario una atenuación (ganancia de 0,3), y en los demás casos la señal debe ser amplificada. Esto repercute en el diseño final, el cual deberá contar con varios caminos para que la señal sea amplificada o atenuada.

Para evitar invertir la señal amplificada se utilizará una etapa no inversora. Esta etapa tiene por definición una ganancia mayor de la unidad, Ecuación 1, por lo que no puede ser utilizada en el camino de atenuación.

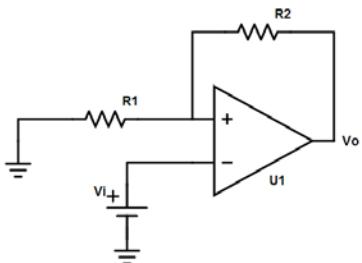


Figura 11: Etapa amplificadora no inversora

$$G = 1 + \frac{R2}{R1}$$

Ecuación 1: Ganancia amplificador no inversor

En definitiva serán necesarios tres etapas alternativas para la señal:

- Una etapa atenuadora.
- Una etapa sin modificación de la señal.
- Una etapa amplificadora de ganancia variable.

### 2.3.2.3 FILTRADO

La siguiente operación a realizar sobre la señal es el filtrado cuya finalidad es la obtención de una señal limpia de interferencias y ruidos, en la que puedan ser detectados los pulsos generados por el ARVA de forma precisa.

Uno de los problemas detectados en las pruebas experimentales fue la presencia del ruido generado por los motores del dron, que se extendía por todo el espectro a intervalos regulares.

Para dejar únicamente la frecuencia de trabajo se debía diseñar un filtro pasa-banda estrecho con un Q alto. Un diseño de filtros activos basados en amplificadores operacionales obligaba a utilizar un orden muy alto, para conseguir el tipo de filtro deseado; esta opción no es aconsejable debido a la extensión que ocupa un filtro de estas características en la PCB y al consumo propio de todos los AO necesarios.

Como opción se estudió la posibilidad de utilizar amplificadores de frecuencia intermedia de doble sintonía, aunque se desechó por la dificultad que conlleva su ajuste en la práctica.

Después de diversas simulaciones se optó por utilizar un filtro resonante LC en pi, utilizando seguidores de emisor (basados en AO) para mantener las características

de las impedancias de entrada y salida necesarias para su correcto funcionamiento [5].

#### 2.3.2.4 DEMODULACIÓN

Como ya se ha nombrado en al indicar las limitaciones que afectan a este diseño, la frecuencia de muestreo de la placa BeagleBone es de 24MHz, lo que siguiendo el criterio de Nyquist la frecuencia de la señal deberá ser como máximo la mitad de la de muestreo, pese a ello es aconsejable que sea 10 veces menor, por tanto limita la frecuencia de entrada a 240KHz.

Por lo tanto se es necesario bajar la frecuencia de la señal de entrada de 457 KHz. Entre las alternativas posibles para solucionar este problema se consideraron las siguientes:

- **Heterodinaje [6]:** Método clásico por el que se obtienen frecuencias más bajas (o más altas) mediante el batido de frecuencias en un mezclador analógico equilibrado. Así realizando el batido de frecuencias entre la del ARVA, 457 KHz, y una señal de 455 KHz generada en un oscilador local construido a partir de un integrado comercial, se obtienen frecuencias que son resta y suma de ambas frecuencias (en diferentes proporciones). Utilizando un filtro paso bajo seleccionaríamos la frecuencia de interés, en este caso 2 KHz.
- **Detección de la envolvente:** Utilizando la señal en banda base y mediante un detector de envolvente se reconstruirían los pulsos generados por el ARVA. Estos tienen un periodo de 1 Hz, lo que reduciría la señal de entrada del conversor a un pulso cuadrado de polaridad positiva de 1 Hz de frecuencia. Este detector estaría formado por una etapa seguidora, un diodo y un circuito RC paralelo.

Ambas opciones son viables, aunque el principal inconveniente del método de heterodinaje es su complejidad y la necesidad de un gran número de componentes; no solo incrementando el coste del dispositivo, sino también el tamaño del diseño final.

Por otro lado la conservación de la señal de entrada original permitiría aplicar otro tipo de filtrados digitales en el procesador.

En lo que respecta a la detección de la envolvente, es una etapa de fácil diseño y simulación, obteniéndose una señal con la que es fácil trabajar. Su principal problema radica en la necesidad de obtener, en las etapas anteriores, una señal lo suficientemente limpia de ruidos que permita obtener una envolvente lo más fiel

posible a la de la señal original, ya que no será posible realizar filtrados digitales posteriores a nivel frecuencial.

Para este primer prototipo para la prueba de concepto se ha elegido la detección de la envolvente como alternativa, siempre teniendo en cuenta que en futuras revisiones del diseño sería posible utilizar la otra alternativa en caso de creerlo oportuno.

## 2.4 DESCRIPCIÓN DE LAS ETAPAS

A continuación se detallan cada una de las etapas que componen a los módulos anteriores:

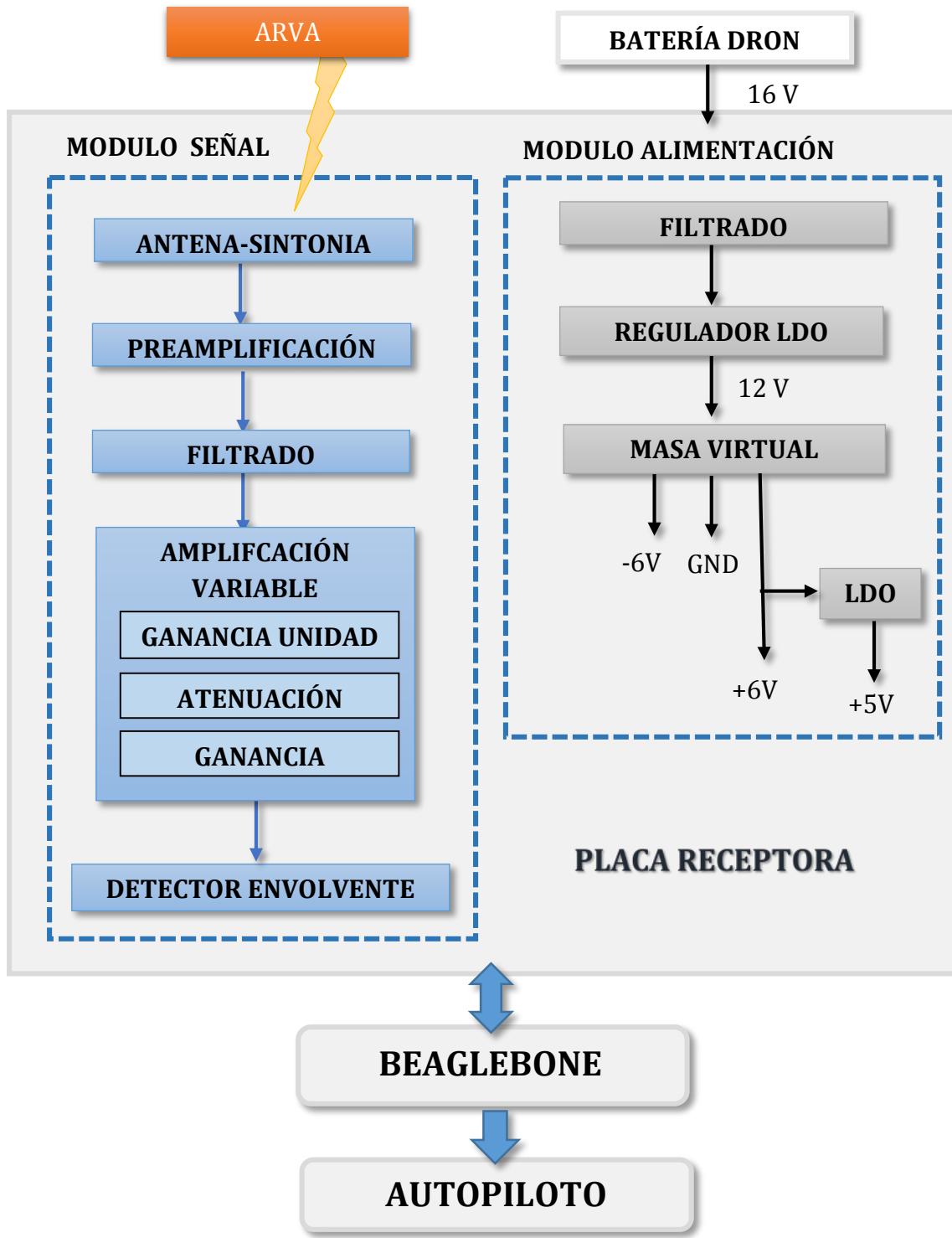


Figura 12: Diagrama de bloques del sistema.

## 2.4.1 ANTENA -SINTONIA

La recepción de la señal emitida por el ARVA se realiza mediante una antena para campo magnético, compuesta por un núcleo de ferrita en el que se encuentra arrollada una bobina de hilo de cobre. Esta antena fue caracterizada de forma experimental, capítulo 4, dando como resultado los siguientes valores:

- $96.67 \mu\text{H}$
- $1.86 \Omega$

A partir de estos valores se ha sintonizado a la frecuencia de trabajo de 457 KHz, utilizando dos condensadores en paralelo, uno fijo y otro variable, de tal forma que sea posible ajustar la sintonía frente a la presencia de capacidades parasitas y la propia tolerancia de la capacidad fija.

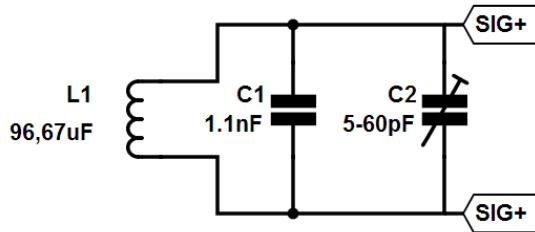


Figura 13: Etapa de sintonía

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Ecuación 2: Frecuencia de resonancia

La frecuencia de resonancia para un circuito LC viene dada por la ecuación 2, y despejando la capacidad tendremos  $C = \frac{1}{(f2\pi)^2L}$ . Para  $f=457 \text{ KHz}$  y  $L=96.67 \mu\text{H}$ , obtenemos  $C=1.25 \text{ nF}$ .

## 2.4.2 ETAPA PREAMPLIFICADORA

Para esta etapa se ha seleccionado un amplificador de instrumentación diferencial de bajo ruido, datasheet en el apartado F de los anexos, aprovechando que la antena es una bobina que no tiene terminal de masa. El amplificador utilizado es un INA163UAE4 de Texas Instruments, con una alimentación simétrica de  $\pm 6 \text{ Vdc}$ . La

ganancia de este dispositivo se controla con una única resistencia y ha sido fijada, según lo comentado en el apartado 2.3.2 a G=5.

Si es fuera necesario variar la ganancia de esta etapa se sustituiría la resistencia que la fija. No se ha utilizado un potenciómetro digital u otro circuito para variar la ganancia debido al ruido que pudieran introducir en esta etapa de baja señal.

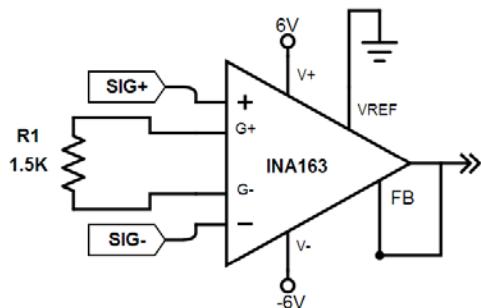


Figura 15: Etapa preamplificadora

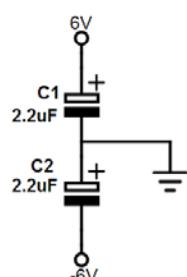


Figura 14: Condensadores de desacoplo

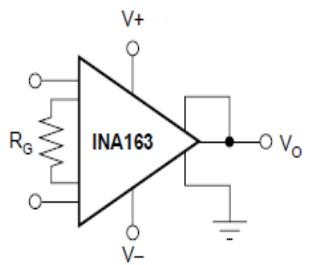


Figura 16: Ajuste de ganancia del integrado INA163

$$G = 1 + \frac{6000}{R_G}$$

Ecuación 3: Ganancia INA163

A partir de la Ecuación 3 recogida en el datasheet, apartado F del anexo, obtenemos que para la ganancia deseada se requiere una resistencia de 1.5 KΩ

### 2.4.3 FILTRADO

El filtro a utilizar corresponde a un filtro en PI con dos condensadores y una bobina. Se seleccionó una bobina comercial y se calcularon los condensadores para la resonancia. El circuito se simuló con el programa PSPICE para ver la influencia de la etapa precedente y la posterior en la resonancia y se optó por la utilización de dos AO en estructura seguidora para solucionar este problema.

Los AO utilizados son TLE2072CD Banda Ancha 9.4MHz de Texas Instruments.

Al igual que el integrado de la etapa anterior, cada uno de los AO tienen dos condensadores de desacoplo tal como muestra la figura 14.

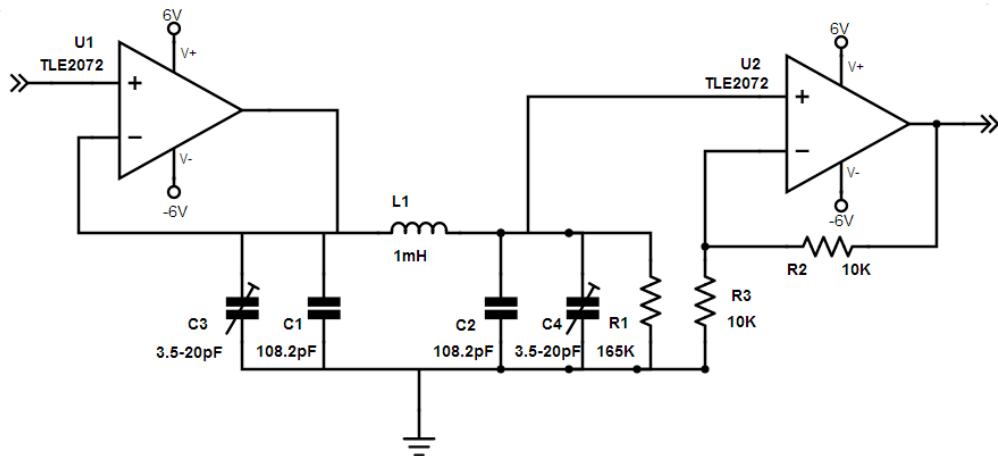


Figura 17: Etapa de filtrado

Para el cálculo del tanque resonante del filtro, se utiliza la Ecuación 2 anteriormente definida. Tomando  $f=457\text{KHz}$ , fijando la  $L$  al valor comercial  $1\text{mH}$  se obtiene  $C=121.2\text{pF}$

#### 2.4.4 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN VARIABLE

Una vez obtenida una señal amplificada y filtrados los posibles ruidos es necesario adecuar la misma al voltaje de trabajo del conversor: 1,8 V como máximo para la placa de procesado.

Como ya se ha mencionado en el apartado 2.3.2 y según la tabla 1 serán necesarios varios caminos con diferentes ganancias. Para seleccionar cada uno de ellos se ha optado por multiplexar y demultiplexar la señal utilizando, en ambos casos, el multiplexor/demultiplexor bidireccional analógico MC74HC4051ADWG. Estos dispositivos son controlados digitalmente desde la placa de procesado.

Los canales del multiplexor y demultiplexor elegidos para cada una de los caminos de señal se han seleccionado minimizando la longitud de las pistas de la PCB, de forma que predomine la disminución del ruido frente a una tabla de canales más lógica. Los canales utilizados quedan descritos en la siguiente tabla:

Etapa	Canal Demultiplexador	Canal Multiplexador
Ganancia unidad	X0	X1
Atenuación	X1	X2
Ganancia variable	X2	X0

Tabla 2: Selección de ganancia mediante los canales mux/demux

Las señales digitales que controlan la variación y la activación de dichos canales quedan definidas en el datasheet, apartado F de los anexos.

Canal	C	B	A
X0	L	L	L
X1	L	L	H
X2	L	H	L

Tabla 3: Niveles lógicos para la selección de los canales

#### 2.4.4.1 ETAPA GANANCIA UNIDAD

Representa el camino directo entre el multiplexador y el demultiplexador y no alterara la señal de ninguna forma.

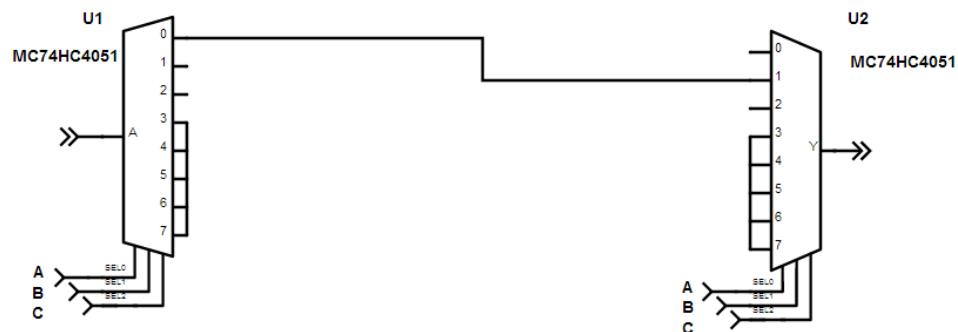


Figura 18: Etapa Ganancia unidad

#### 2.4.4.2 ETAPA ATENUACIÓN

Esta etapa está formada por un atenuador resistivo, basado en un divisor de tensión situado entre el multiplexor y demultiplexor. La ganancia fijada será de  $G=0,3$ .

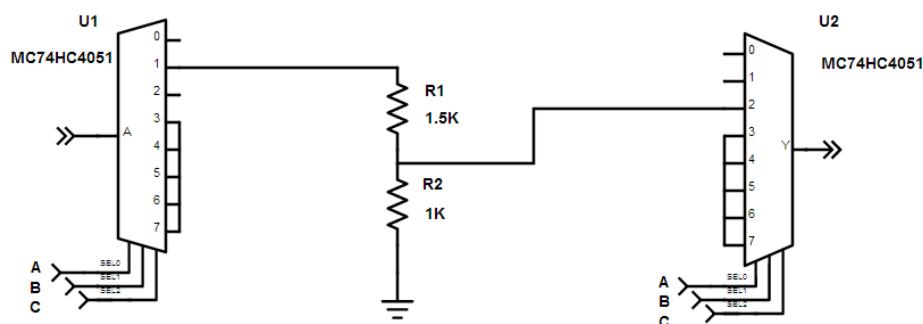


Figura 19: Etapa Atenuación

La obtención de tal ganancia se ha realizado a partir de un divisor resistivo, cuya proporción entre ambas resistencias debe ser 3 a 10, eligiendo los valores comerciales  $1.5\text{ K}\Omega$  y  $1\text{ K}\Omega$ .

#### 2.4.4.3 ETAPA GANANCIA VARIABLE

Esta etapa se ha diseñado en torno a un amplificador operacional utilizado como no inversor. El AO de bajo ruido seleccionado es el TLE2072CD Banda Ancha 9.4MHz de Texas Instruments. Para conseguir una ganancia variable se utiliza un potenciómetro digital controlado desde la placa de procesamiento. Este potenciómetro tiene un valor máximo de  $100\text{ K}\Omega$ , en pasos de  $1\text{ K}\Omega$ . Se controla indicando la dirección del terminal móvil y mediante flancos de bajada moverlo a través de los diferentes pasos.

Utilizando la Ecuación 1, considerando  $R_1 = 1\text{ K}\Omega$  se obtiene la siguiente tabla:

Ganancia	Valor $R_2 (\text{K}\Omega)$
2	1
8	7
20	19
50	49

Tabla 4: Cálculo  $R_2$  en función de la ganancia deseada.

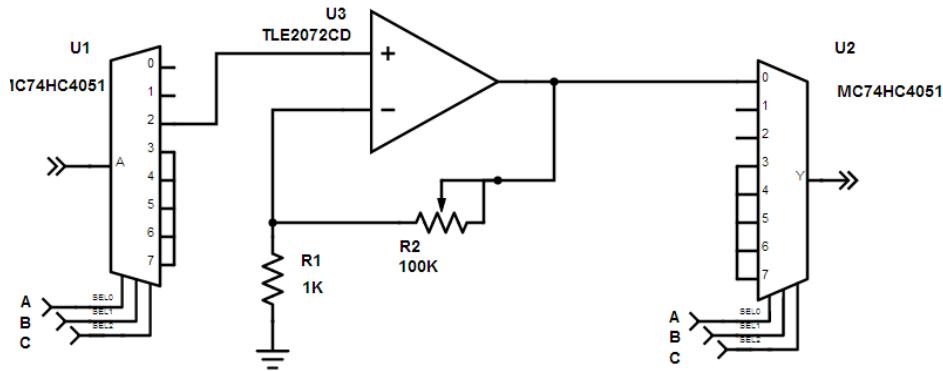


Figura 20: Etapa Ganancia variable

#### 2.4.5 DETECTOR DE ENVOLVENTE

Para la detección de la envolvente se ha utilizado una etapa rectificadora a partir de un amplificador operacional TLE2072CD, ya descrito en las otras etapas, diodos D4148CT1 de alta velocidad y un circuito RC paralelo. El ajuste de estos valores y

los de la realimentación fue realizado mediante simulación de dicha etapa en PSPICE, utilizando diferentes valores para la señal de entrada.

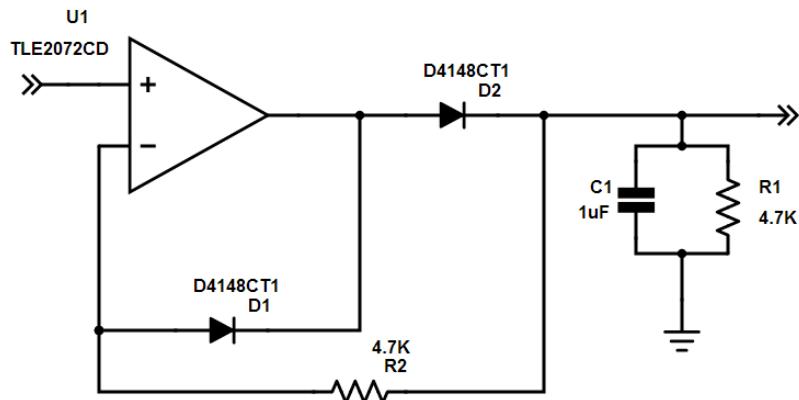


Figura 21: Etapa Detector de envolvente

## 2.4.6 ALIMENTACIÓN

La primera etapa del módulo de alimentación es de filtrado, evitando así introducir ruidos de la batería dentro del circuito. Se ha seleccionado un condensador de electrolítico de  $470\mu\text{F}$  para mantener la señal estabilizada en paralelo con otro cerámico  $100\text{nF}$  (con baja ESR) para minimizar el ruido de alta frecuencia, además de una perla de ferrita que limita las variaciones bruscas de corriente [7].

Para obtener a continuación la tensión de 12 V se utiliza un regulador lineal LDO LM2937IMP-12 con una caída mínima de trabajo (VDROP) 500 mV, asegurando que aunque baje la tensión de la batería al descargarse siga el sistema en funcionamiento.

Para conseguir el cambio de referencia en la alimentación se usa en el integrado TLE2426ID que proporciona la masa flotante necesaria. De esta manera la GND de la batería pasa a ser -6V y los 12V de esta a ser +6V, quedando la nueva GND situada en mitad, es decir en los 6V de la batería.

El ruido se ha minimizado utilizando la patilla con función de reducción de ruido que dispone este integrado, además de los condensadores de desacoplo antes mencionados.

Como última etapa de este módulo se obtienen 5V a partir de los 6V de la nueva alimentación mediante otro regulador lineal LDO LP3985IM5-5.0 ( $\text{Vdrop} = 60\text{mV}$ ).

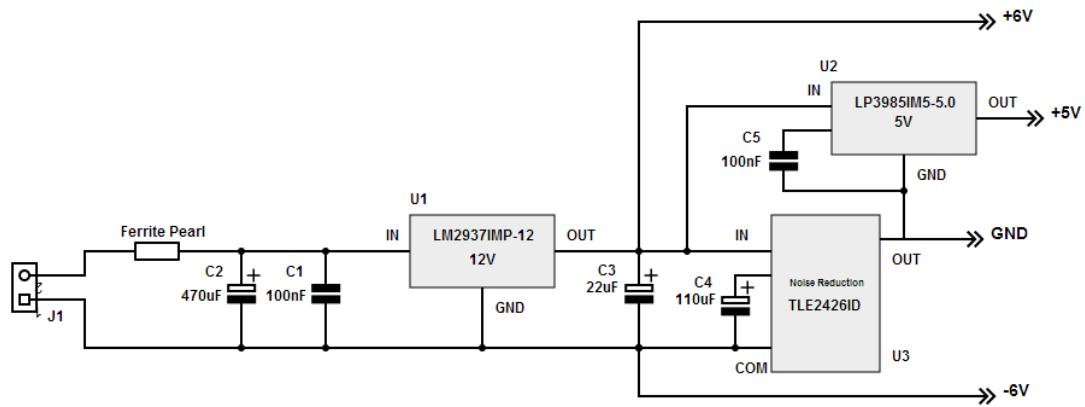


Figura 22: Módulo alimentación

En la alimentación de todos los integrados se han utilizado condensadores de desacoplo a masa al igual que en los demás integrados, tal como se aprecia en la figura 14. Estos serán situados lo más cerca posible de cada integrado para minimizar los bucles de masa.

## 2.5 DESCRIPCIÓN DEL DISPOSITIVO

### 2.5.1 PLACA DE CIRCUITO IMPRESO

En la foto siguiente se muestra la PCB, de doble cara, diseñada para la prueba de concepto. Los correspondientes planos del diseño de la misma se han adjuntado en el apartado C de los anexos.

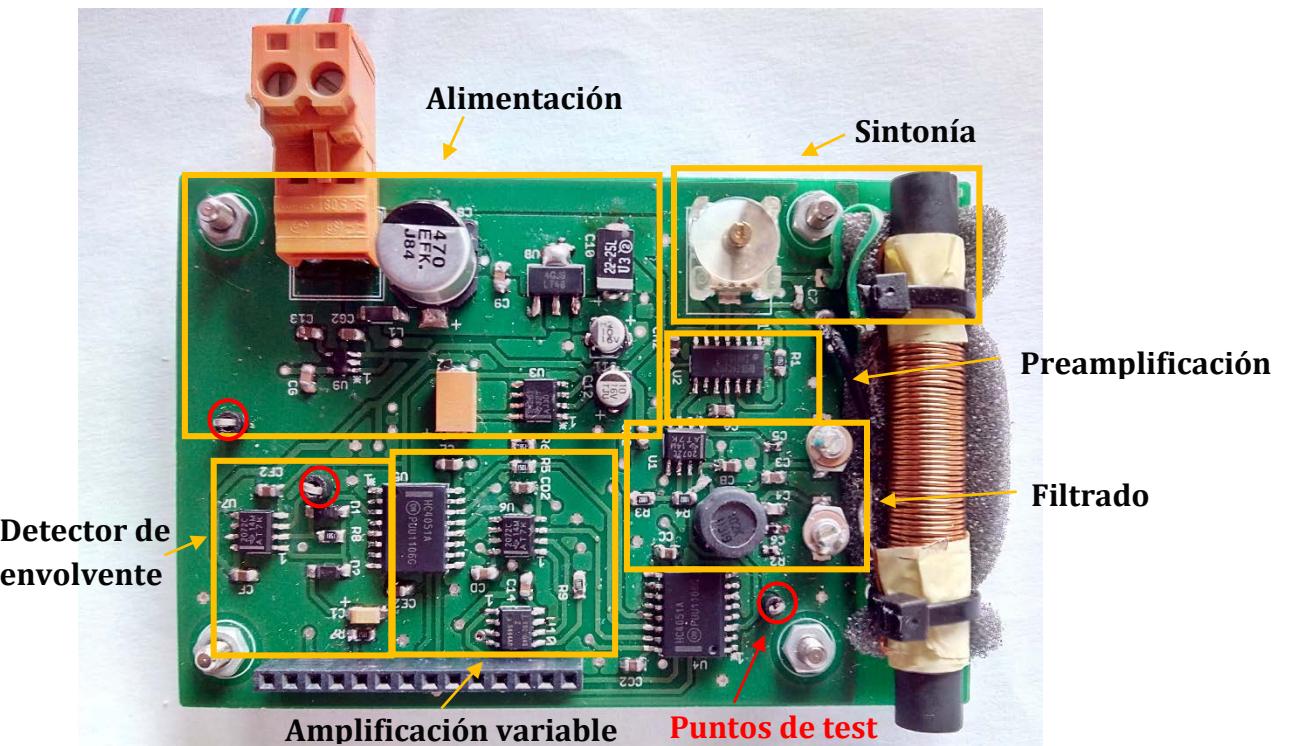


Figura 23: Placa receptora cara top

El diseño de la PCB se ha realizado siguiendo las recomendaciones para el diseño EMC (Compatibilidad Electromagnética) de sistemas electrónicos y las buenas prácticas habituales en sistemas electrónicos críticos [8][9].

De este modo se ha priorizado el camino de señal, reduciendo al máximo la longitud de las pistas más críticas, como son las correspondientes a los condensadores de sintonía y los del filtrado, intentando reducir al máximo las inductancias y capacitancias parasitas.

De esta forma las pistas más críticas quedan todas por la misma cara, lo que evita la utilización de vías, dejando las pistas de control de los integrados digitales como menos prioritarias y susceptibles de pasar de una cara a otra mediante vías. Las pistas de señal se han situado de forma continua en un extremo de la placa, intentando separarlas al máximo de las pistas de alimentación.

En el trazado de las pistas se ha evitado la utilización de esquinas en 90º y minimizado el área del bucle de alimentación, llevando siempre las alimentaciones lo más cerca posible de su correspondiente masa.

Todos los integrados se han elegido en encapsulado SMD, evitando las inductancias parásitas que pueden generar las patillas de los integrados convencionales, además de conseguir una reducción de forma notable del tamaño de la placa. En futuros rediseños de la misma sería posible reducir todavía más este tamaño.

La alimentación se ha llevado a los múltiples integrados en topología de estrella, de forma que se evite en lo posible el problema de ruido por impedancia común.

La alimentación procedente de la batería (16V) se introduce en la placa utilizando pequeños planos, en vez de pistas, que minimicen la resistencia de paso y evitar calentamientos. De igual modo los reguladores se encuentran rodeados de planos que facilitan su refrigeración.

En ambas caras se han dispuesto planos de masa que cubren la superficie de la misma y que se encuentran comunicados por múltiples vías, evitando bucles entre ellos.

Se han introducido tres puntos de test en puntos específicos para la poder poner a prueba la placa y facilitar el proceso de sintonización.

# TEMA 3. SOFTWARE

## 3.1 ENTORNO

Para el desarrollo del software se ha utilizado el entorno de trabajo de la placa BeagleBone, denominado CODE COMPOSER, y utilizado el lenguaje C. Para conseguir un sistema de tiempo real se ha utilizado el núcleo SYSBIOS.

## 3.2 OBJETIVO DEL SOFTWARE

El objetivo del software es realizar el procesamiento de la señal detectada en las placas receptoras y el control de la misma. Además realizará la comunicación con el autopiloto del dron.

## 3.3. DESCRIPCION

Este software de tiempo real consta de tres tareas y un servidor:

- **Tarea *Lectura*.** Su principal misión es la inicialización, activación y lectura del conversor, y a partir de los datos obtenidos, calcular la magnitud del pulso de cada antena.
- **Tarea *GenRef*.** (Abreviatura de generador de referencias). Se encarga del control del giro, ángulo *yaw*, del dron en función de la magnitud obtenida en la tarea Lectura.
- **Tarea *Control*.** Tarea encargada del control de los integrados digitales presentes en la placa cuya finalidad es regular la ganancia de acuerdo a la intensidad de la señal recibida. Estos integrados son los multiplexadores y los potenciómetros digitales.
- **Servidor *Magnitudes*.** Guarda la magnitud de cada una de las antenas generada en la tarea Lectura.

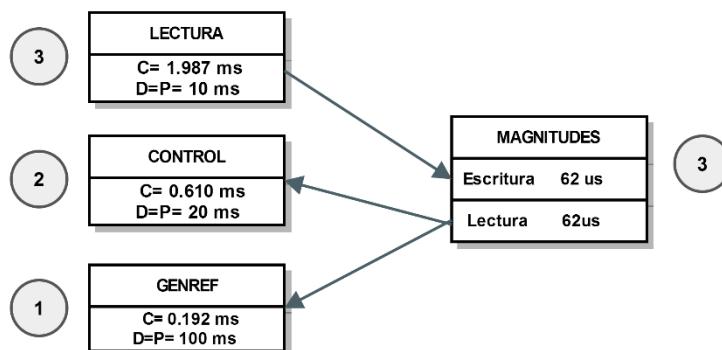


Figura 24: Diagrama tareas y servidores

### 3.4 METODOLOGIA DETECCIÓN LINEAS DE CAMPO

El software deberá obtener la información necesaria para indicar al dron que ángulo debe girar para poder seguir la línea de campo detectada. El procesado necesario dependerá del número de antenas y de su posición relativa.

La situación de las antenas en el dron ha sido definida con anterioridad en el apartado 1.4. Al estar las dos antenas en  $90^\circ$  cuando una línea de campo magnético atraviesa una ellas, la otra queda perpendicular a dicha línea.

La estrategia a seguir será mantener la antena A, orientada hacia la dirección de avance del dron, en la misma dirección que la línea de campo, obteniendo de este modo un máximo en la señal recibida, mientras que la antena B, al ser perpendicular a la línea de campo aparecerá un cero, es decir, no habrá señal. El dron se moverá buscando en todo momento esta distribución de señales, según se muestra en la figura 25.

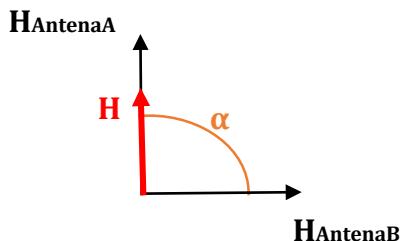


Figura 25: Distribución del campo buscada con dos antenas en cuadratura

Uno de los problemas detectados en esta prueba conceptual es que en realidad la señal del ARVA no está orientada, es decir, no es un vector, sino que es un escalar. Esto se debe a la propia naturaleza de la señal consistente en una onda sinusoidal pulsante y por tanto un señal bipolar. Esto hace que la señal detectada por la antena, una bobina, no pueda determinar si la línea de flujo es de entrada o salida por uno de sus extremos. En todo momento se recibe una señal sinusoidal en la que solo la fase en el inicio del pulso podría determinar la dirección de la línea del campo.

Esto hace que se detecte el mismo error angular de la posición del dron con respecto a la línea de campo con una desviación hacia la derecha o la izquierda. Cuando el ARVA es manejado por una persona esta busca el ángulo correcto moviendo el ARVA de un lado a otro mientras se desplaza.

En el apartado XX se indican metodologías que puedan ayudar a superar este problema. Además esto es posible corregirlo con la propia navegación y vuelo del dron. El software desarrollado indicará al dron el ángulo que debe corregir y este deberá comenzar a girar en un sentido y observar si el error disminuye o aumenta para determinar la acción a realizar. Esto es parte del proceso de navegación y queda fuera del alcance de este proyecto.

### 3.5 ESTRATEGIA SEGUIMIENTO LINEA DE CAMPO

Para el seguimiento de una línea de campo se ha diseñado una máquina de estados, implementada en la tarea **GenRef**, con los estados que se muestran en la figura 26.



Figura 26: Maquina de estados

El primer estado corresponde al instante correspondiente al inicio de la búsqueda secundaria. Una vez localizada la primera línea de campo el dron debe realizar una pequeña búsqueda en forma de cruz, alrededor de este punto. El objetivo es la búsqueda de una línea de mayor intensidad que permita seguirla con seguridad. Este estado no está implementado en el código de este proyecto debido a la imposibilidad actual de controlar directamente el dron, y será realizado en futuras ampliaciones del proyecto, de acuerdo a los sistemas de control que hayan sido desarrollados entonces.

El segundo estado corresponde a la búsqueda de la posición del vector campo óptima definida en la figura 25. Para esto, el dron girará sobre sí mismo hasta tener el ángulo  $\alpha$  (definido de B a A) como  $\pi/2$  radianes; posición en la que la señal máxima se recibe con la antena A y no se recibe nada en la antena B.

El tercer estado corresponde al seguimiento de la línea de campo propiamente dicho, parte de la posición del estado dos y se mueve en dirección frontal, siguiendo la línea y manteniendo la antena A como máximo y la antena B con campo nulo.

Para este fin se ha diseñado un regulador proporcional-integral (PI) digital, ajustado experimentalmente.

Para evitar la saturación del término integral se ha añadido una protección *anti windup*, controlando que la acción no supere un valor umbral máximo. Del mismo modo se ha añadido una histéresis en torno al punto de máxima señal, evitando continuas correcciones cuando el dron está en esta orientación. Todos estos parámetros están muy relacionados con las velocidades de los movimientos del dron que serán utilizadas en el sistema real.

El giro, por tanto, queda controlado en función del error del ángulo. La acción sobre el dron se realiza mediante una señal PWM introducida en el autopiloto que emula la señal generada por el mando manual de control del dron. Esta señal ha sido ajustada experimentalmente, anexo D.2.

### 3.6 DISEÑO TIEMPO REAL

Todo el programa ha sido diseñado como software de tiempo real. La figura 24 se muestra el diagrama de tiempo real, en las figura 27 se aprecia la activación temporal de cada tarea, estas han sido programadas según la planificación basada en prioridades estáticas RMS, prioridad al más frecuente, por el cual el plazo será igual al periodo.

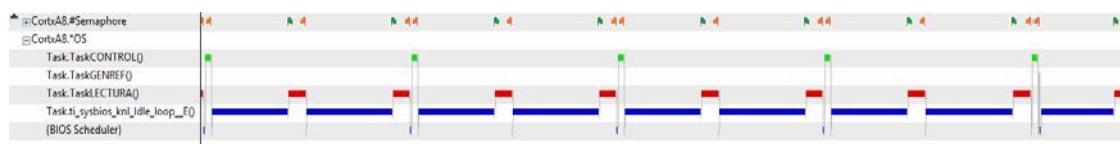


Figura 27: Activación de las tareas

A partir de la información suministrada por la figura 28, en la que se pueden medir tanto los tiempos de computo de cada tarea como los de acceso al servidor, se calcula la tabla 5 con la información de cada tarea, así como los tiempos de bloqueo y el porcentaje de utilización del procesador de cada tarea en tanto por uno.

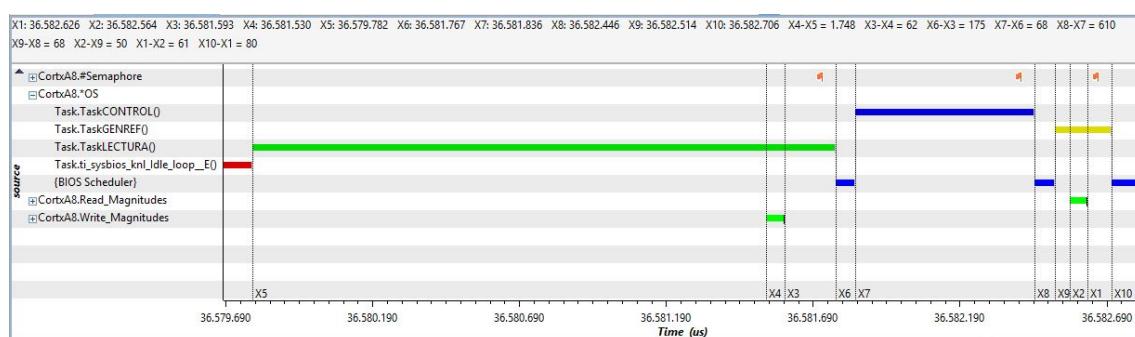


Figura 28: Línea temporal con medidas de cada tarea

Prioridad	Tarea	C(ms)	P=D(ms)	B(μs)	Utilización
3	Lectura	1.987	10	62	0.1987
2	Control	0.610	20	62	0.03
1	GenRef	0.192	100	0	0.002

Tabla 5: Parámetros del sistema de tiempo real

Por lo tanto el porcentaje de utilización total es del 23.07%, quedando libre el 76.93%.

Según test de condiciones de garantía de plazos [10]: En un sistema de n tareas periódicas independientes con prioridades asignadas en orden de urgencia, se cumplen todos los plazos de respuesta, para cualquier desfase inicial de tareas si:

$$\sum_{j=1}^{i-1} \left\lceil \frac{D_i}{P_j} \right\rceil C_j + C_i + B_i \leq D_i, \forall i, 1 \leq i \leq n$$

Ecuación 4: Condición de garantía de plazos

Para la tarea de menor prioridad:

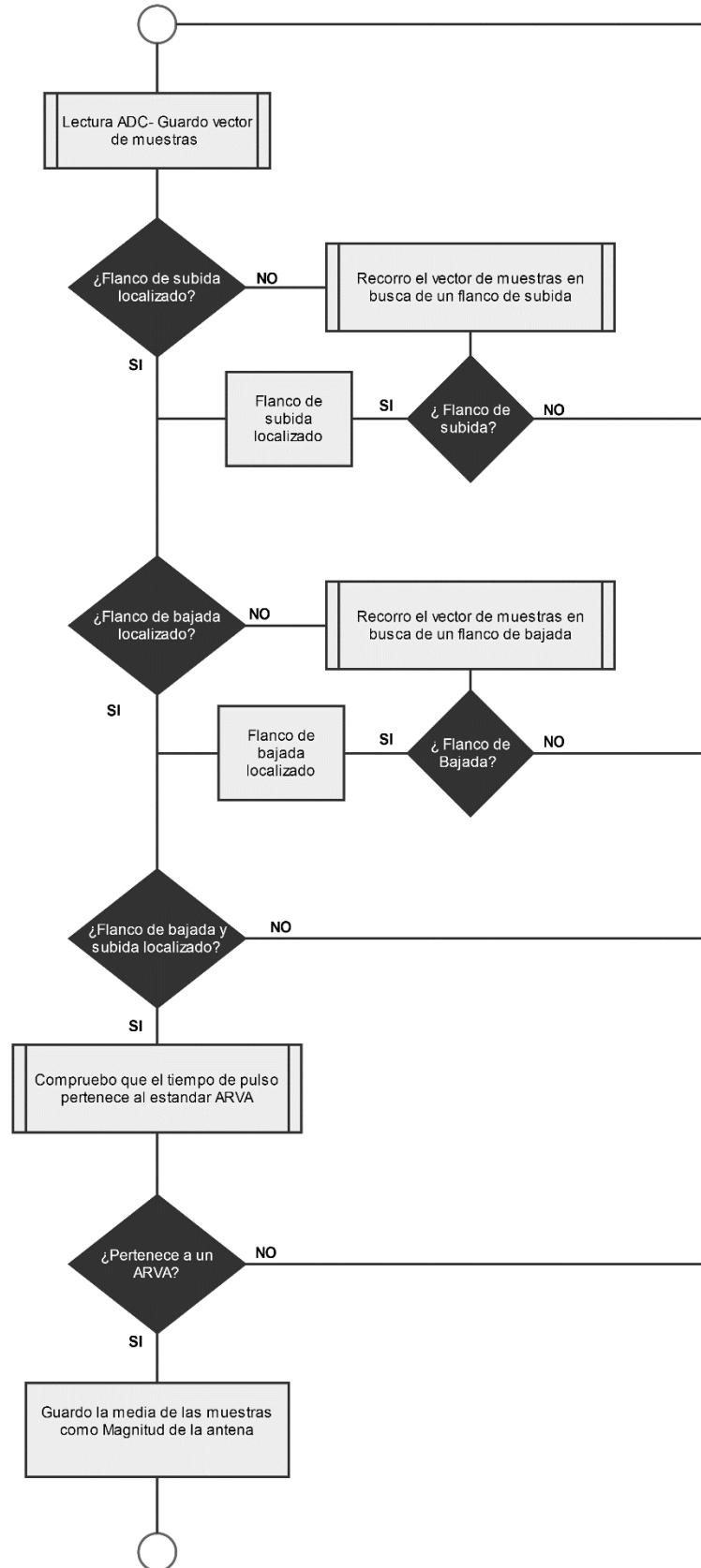
$$\left\lceil \frac{D_G}{P_L} \right\rceil C_L + \left\lceil \frac{D_G}{P_C} \right\rceil C_C + C_G + B_G = \left\lceil \frac{100}{10} \right\rceil 1.987 + \left\lceil \frac{100}{20} \right\rceil 0.61 + 0.129 + 0.062 = 23.11$$

$$23.11 \leq 100 = D_G$$

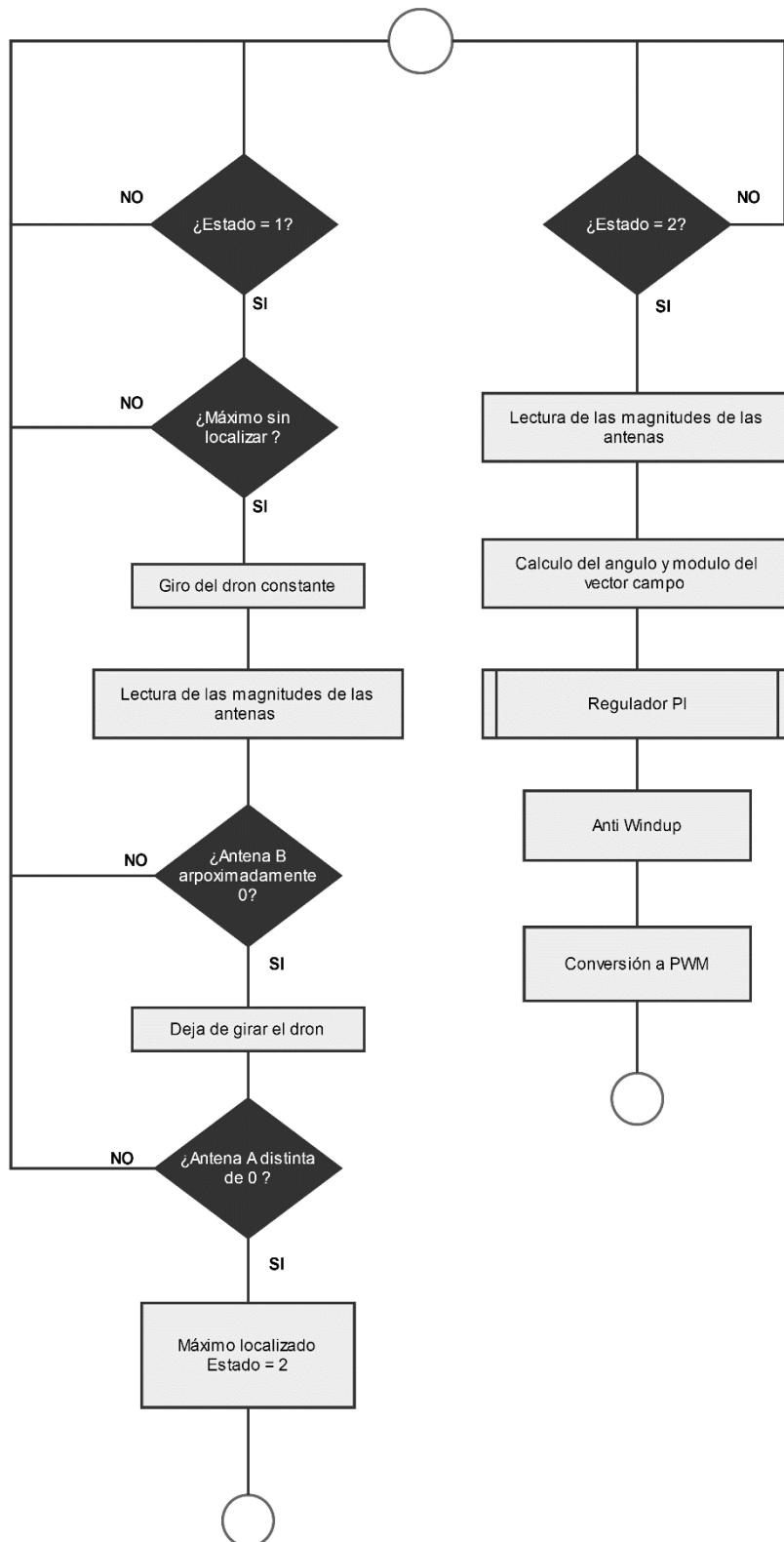
Lo que implica que la tarea de menor prioridad cumple plazos, por lo tanto, se puede asegurar el cumplimiento de plazos por parte del sistema.

## 3.7 DIAGRAMA DE FLUJO DE CADA TAREA

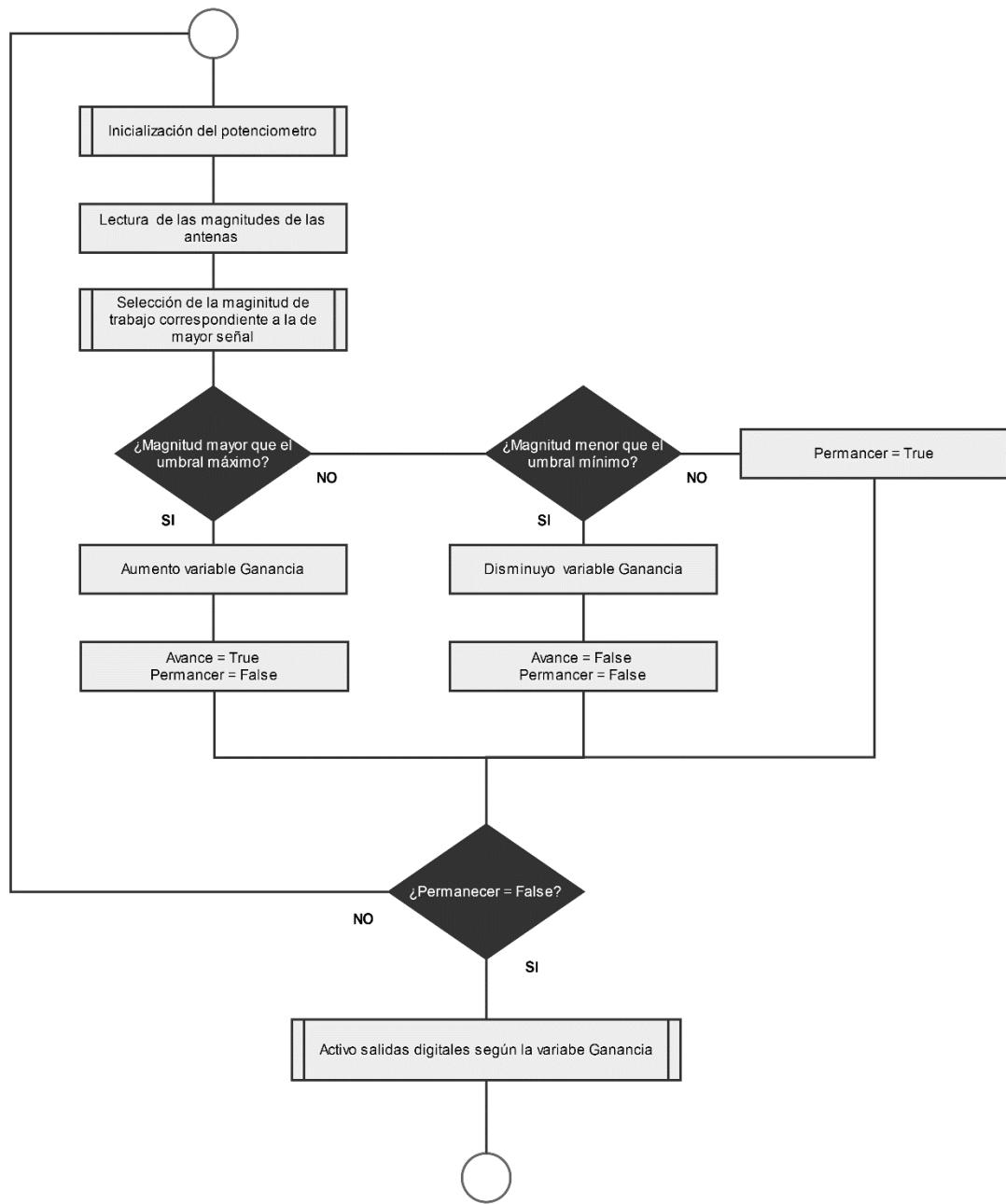
### 3.7.1 TAREA LECTURA



### 3.7.2 TAREA GENREF



### 3.7.3 TAREA CONTROL



### 3.8 MEJORAS EN EL SISTEMA DE ANTENAS

Como mejoras al sistema de dos antenas en cuadratura probado en este proyecto se presentan dos alternativas a desarrollar en futuros trabajos:

- a) Dos antenas en ángulo  $\beta \neq \pi/2$  radianes.** En este caso cuando la antena A esta orientada según la línea de campo tendremos:

$$A = M \cos(0)$$
$$B = M \cos(\beta)$$

Cuando el error es positivo, un ángulo  $\theta$ , por ejemplo, las ecuaciones serán:

$$A = M \cos(\theta)$$
$$B' = M \cos(\beta + \theta)$$

Mientras que cuando el error es negativo, la primera ecuación queda igual por la identidad  $\cos(\theta) = \cos(-\theta)$ , mientras que la segunda tendrá el siguiente valor:

$$B'' = M \cos(\beta - \theta)$$

Como se ve  $B'$  es menor que  $B$ , mientras que  $B''$  es mayor. Esto hace posible identificar el sentido del error.

En este caso la determinación de la orientación óptima con respecto a la línea de campo debe hacerse por localización del máximo en la antena A.

- b) Tres antenas, dos en cuadratura y una tercera en ángulo  $\beta \neq \pi/2$ .**

Es un caso que une la ventaja de dos antenas en cuadratura: la determinación rápida de la orientación sobre la línea de campo, y la obtención del signo del error.

# TEMA 4. MEDIDAS EXPERIMENTALES

---

## 4.1 PRUEBAS UNITARIAS

### 4.1.1 CARACTERIZACIÓN DE LA ANTENA DE FERRITA

La antena de ferrita, ya diseñada al comienzo de este proyecto, fue caracterizada mediante un medidor RLC modelo FLUKE PM6306. Los resultados obtenidos han sido utilizados para el cálculo de los componentes del sintonizador. Los valores obtenidos fueron:

- $L=96,67\mu H$
- $R=1.86 \Omega$
- C despreciable ( $< 0.01 \text{ pF}$ )

### 4.1.2 MEDIDA DEL RUIDO DE LOS MOTORES Y APANTALLAMIENTO.

Para poder diseñar los filtros de las placas receptoras, en primer lugar fue necesario caracterizar el ruido existente en el sistema. Este procede principalmente de los cuatro motores del dron que son controlados mediante señales PWM. Para su valoración se dispuso una antena de ferrita conectada a un analizador de espectros del laboratorio modelo E4404B Agilent. Las pruebas realizadas con sus correspondientes resultados se muestran en el anexo D.

### 4.1.3 MEDIDA DE SEÑAL ARVA CON ANTENA DE FERRITA SINTONIZADA.

Para ajustar las ganancias de las distintas etapas amplificadoras de las placas receptoras se requería conocer el comportamiento de la antena con la señal del ARVA, es decir, cuanta señal se recibía a una distancia determinada, una vez sintonizada la antena. A partir de estos datos y mediante las ecuaciones descritas en el anexo A se extrapolara la señal para todo el rango. Primero se sintonizó la antena de forma provisional mediante condensadores externos fijos de inserción y un condensador variable. Para tener en cuenta las capacidades parasitas producidas por la propia placa de montaje, cables y patillas de los condensadores se caracterizó todo el conjunto mediante un medidor RLC. Para evitar el efecto de la impedancia

de la sonda del osciloscopio sobre la propia sintonía se utilizó un divisor de tensión formado por la propia antena y una resistencia (en paralelo con la sonda) y se comprobó que la sintonía se encontraba a 457KHz, mediante un barrido de frecuencias utilizando un generador de señales, conectado según el esquema de la figura 29.

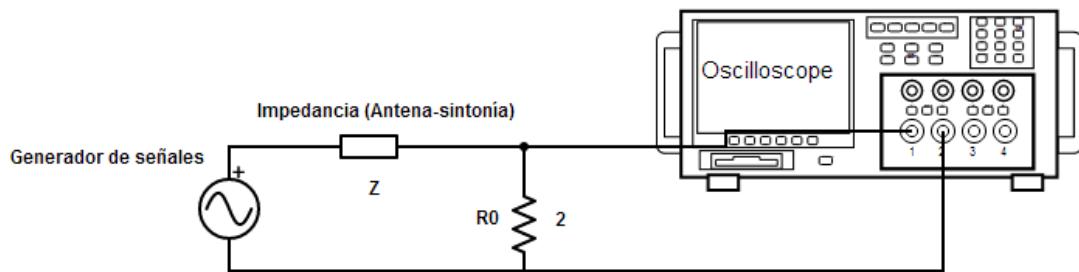


Figura 29: Prueba de la sintonía

El valor correspondiente a la resonancia, sintonía a la frecuencia de 457kHz se localiza cuando aparece un mínimo en la resistencia, equivalente a un valor de señal máximo en el circuito LC de la antena.

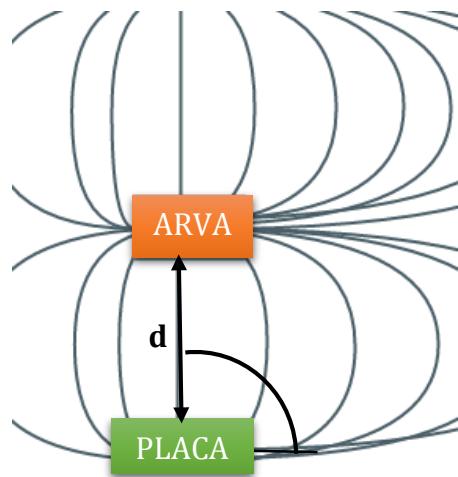


Figura 30: Disposición física del Arva y placa receptora

Los datos obtenidos fueron: 1V a 21 cm.

Por lo tanto, aplicando las ecuaciones para una distancia de 20 m con una orientación de 45º (la peor con para una estructura de dos antenas en cuadratura) la señal tendrá un valor de 22mV. Para la distancia mínima considerada (0,5 metros) con la mejor orientación la señal será de 100mV. Representando estos el peor y mejor caso según el alcance del proyecto.

#### **4.1.4 AJUSTE DEL PWM**

Fuera de este proyecto, se realizó la medida del valor el ancho del PWM necesario para girar en torno al ángulo yaw según la posición del mando de control. Los resultados obtenidos son utilizados en este trabajo, y se muestran en el anexo D.

### **4.2 PRUEBAS GLOBALES, CON PLACAS RECEPTORAS MONTADAS.**

Los resultados de las pruebas realizadas se encuentran en el anexo D.

#### **4.2.1 SINTONIZACIÓN ANTENA EN PLACA Y AJUSTE DEL FILTRO PASA BANDA**

Una vez construida y soldada la placa receptora el primer paso para la puesta en marcha de su utilización fue sintonizar las antenas receptoras. Para ello se conectó el osciloscopio de forma flotante, sin conexión de masa, midiendo en el punto de test nº 1 señalado en la figura 23 y se ajustó el *trimmer* hasta obtener la señal recibida del ARVA lo más clara posible. Consecutivamente se ajustaron los otros dos *trimers* correspondientes al circuito del tanque resonante utilizado como filtro paso banda hasta obtener la señal con el mínimo ruido posible y la máxima amplitud.

#### **4.2.2 VALORACIÓN LIMPIEZA SEÑAL**

Se ha realizado una valoración de la limpieza de la señal (relación señal útil-ruido) capturando la señal a la salida de la placa (punto de entrada al convertidor analógico digital). Aunque se aprecia todavía ruido procedente de la unidad de potencia de los motores del dron se observa que la señal de la envolvente es perfectamente identificable, pudiéndose obtener la información necesaria a partir de esta.

#### **4.2.3 PRUEBA GLOBAL DE FUNCIONAMIENTO**

En esta prueba se han conectado todos los elementos desarrollados en este proyecto y se comprueba que el sistema proporciona un valor de señal PWM coherente con el ángulo del ARVA con respecto a las dos antenas.

# TEMA 5. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS DE TRABAJO

---

## 5.1 CONCLUSIONES

A lo largo de este proyecto se han desarrollado una serie de etapas electrónicas y programas encaminados a cumplir el objetivo propuesto de realización de una prueba de concepto de la viabilidad de un sistema electrónico propio embarcable en un dron para la localización de señales ARVA. Los resultados y conclusiones son:

- Se ha diseñado un módulo electrónico receptor para la detección de la señal ARVA en base a una antena de ferrita.
- Se han diseñado cada una de las etapas del sistema, realizando la simulación de cada una de ellas en PSPICE y de las diversas alternativas, hasta obtener la de mejor resultado de acuerdo a los parámetros de contorno del proyecto.
- Se han seleccionado los componentes comerciales para la implementación real de los circuitos diseñados, con criterios de calidad (bajo ruido) y ajustados al coste estimado para un sistema portátil.
- Se ha diseñado una placa PCB de doble cara siguiendo los criterios de la Compatibilidad Electromagnética (EMC) para dispositivos electrónicos de baja señal.
- Una vez montada la placa (por los Servicios Auxiliares de la Universidad) se ajustó la sintonía y filtros, y se comprobó que funcionaba correctamente, detectándose la envolvente de la señal ARVA, de forma similar a los resultados de la simulación.
- Se ha programado en una placa BeagleBone, con programación de tiempo real, las tareas y servicios necesarios para el control de la ganancia de la placa (necesario por el amplio margen dinámico de la señal ARVA con la distancia) y para la obtención de la orientación de la línea de campo magnético con respecto a los antenas en cuadratura.
- Del mismo modo se ha programado un interfaz con el dron en base a una señal PWM correspondiente a la consigna de giro en el ángulo yaw del mismo.
- Se ha comprobado como la estructura de antenas en cuadratura es útil para el seguimiento de la línea de campo magnético y se han propuesto mejoras para conseguir una mayor eficacia, considerando que se está trabajando en 2D.

- Se ha conseguido diseñar e implementar desde cero un receptor de señal ARVA y se ha realizado la programación necesaria para el control de la propia placa y la obtención de la señal de consigna para el giro del dron.

## 5.2 LINEAS FUTURAS DE TRABAJO

Este proyecto es un primer paso hacia un sistema embarcado de diseño propio para la detección de las líneas de campo de una señal ARVA y por tanto todavía queda mucho trabajo por realizar. Entre estos proponemos:

Probar otras estructuras de antenas, con otros ángulos o un mayor número de ellas para la mejora de la eficacia y precisión del sistema.

- Introducción de mejoras en el diseño de la placa receptora en busca de la estabilidad con respecto a la deriva térmica de los componentes con bajas temperaturas. Sobre todo en lo que respecta a la posible pérdida de sintonía por la deriva de los condensadores, para lo que se propone la utilización de varicaps (diodos de sintonía) controlados mediante un regulador dotado de un sensor de temperatura.
- Prueba de otros conceptos de obtención de la información de la señal ARVA, ya sea capturando directamente la señal en banda base o aplicando conceptos de reducción de frecuencia por batido frecuencial.
- Diseño de una única placa que incluya las dos etapas receptoras, con una geometría de placas *enchufables* compatibles con algún modelo de placa procesadora del mercado.
- Sustitución de la placa BeagleBone por otro modelo de placa procesadora, que manteniendo la capacidad de programación en tiempo real, suponga una mejora en la etapa del CAD, ya que el de la BeagleBone, aunque se puede utilizar para otro propósito, está diseñado para ser utilizado con una touch-screen, con una limitación en la tensión de entrada de 1,8V.
- Cancelación activa de ruido de motores, mediante un sistema de procesado digital de señal basado utilizando antenas para la captura del ruido ambiente.

## PARTE 2. ANEXOS

---

# A. FUNDAMENTOS FÍSICOS

## A1. DIPOLO MAGNÉTICO

Un dipolo magnético es un elemento puntual que produce un campo magnético dipolar.

El campo magnético de un dipolo magnético posee la misma estructura que el campo eléctrico de un dipolo eléctrico: líneas en forma de lóbulos que van del polo norte del dipolo hacia el polo sur [11].

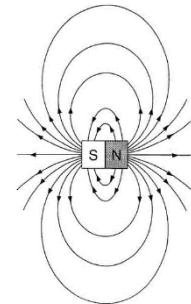


Figura 31: Líneas de flujo

## A2. ECUACIONES

Las ecuaciones por las que se rige el campo magnético cercano en el vacío son:

$$H_r = \frac{m}{2\pi} \frac{\cos \theta}{r^3}$$

Magnitudes:

$$H_\theta = \frac{m}{4\pi} \frac{\sin \theta}{r^3}$$

- H: Intensidad de campo recibido.

$$H_\phi = 0$$

- m: Momento magnético generado.
- r: Distancia al emisor.

$$|H| = \frac{m}{4\pi} \frac{1}{r^3} \sqrt{1 + 3 \cos^2 \theta}$$

Ecuación 5: Campo magnético cercano

Definiendo las magnitudes tal como muestra la figura.

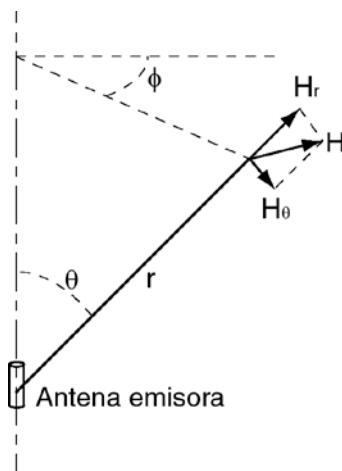


Figura 32: Dipolo magnético e intensidades de campo magnético.

## B. SIMULACIÓN

Durante el diseño de las placas receptoras se utilizó la simulación como herramienta para la valoración y obtención de las soluciones más favorables para cada etapa, así como para la selección y ajuste de los componentes.

Los resultados expuestos a continuación son los seleccionados para el diseño real de las placas; los cuales, como se puede observar, coinciden con las medidas experimentales realizadas sobre las placas con el osciloscopio.

### B1. MEDIDAS EN EL DOMINIO TEMPORAL

Para las simulaciones se ha utilizado el siguiente perfil.

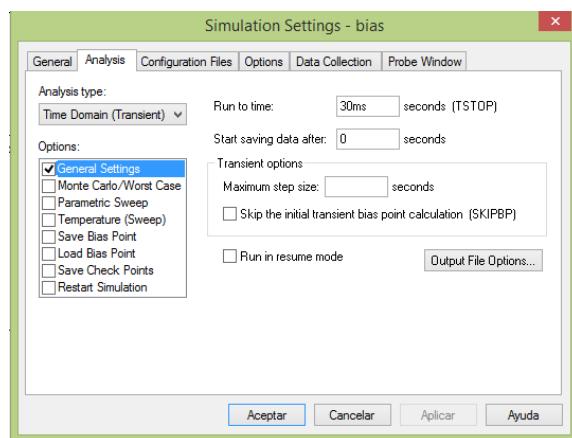


Figura 33: Perfil de simulación en dominio temporal

Para reproducir de forma fiel la señal producida por los Arvas es necesario mantener el pulso de 457KHz durante varios milisegundos, con la intención de poder observar los efectos en una escala de tiempo realista. Pese a ello se ha limitado las simulaciones a 10 ms de pulso de la señal y en total 30 ms. Esto se va a tomar como la medida de un periodo de la señal para la simulación.

Se ha simulado todas las etapas unidas de forma continua para comprobar los posibles problemas que pudieran causar las impedancias de cada una las etapas. A continuación se analizan los resultados de las señales después de cada una de estas etapas.

Además de la señal se han introducido ruidos a distintas frecuencias, para ello se ha utilizado como generador de la señal de entrada al circuito la etapa representada en la figura 34, en la figura 35 se aprecia que la señal del ARVA no se puede distinguir del ruido.

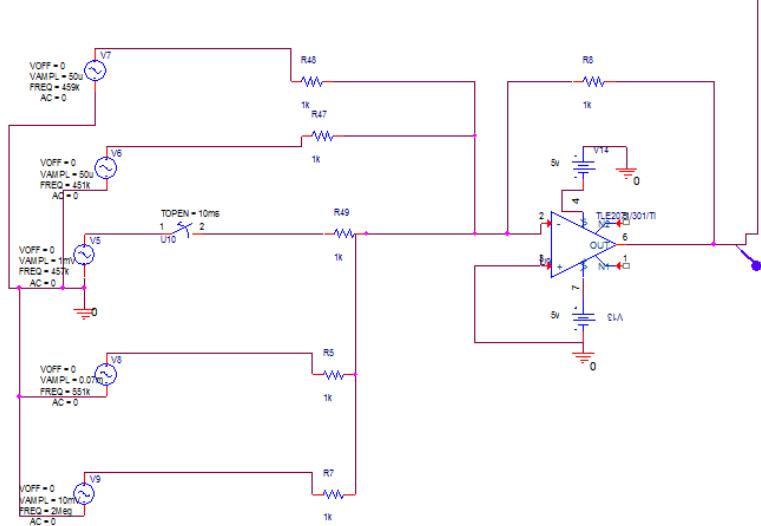


Figura 34: Generación de señal ARVA y ruido

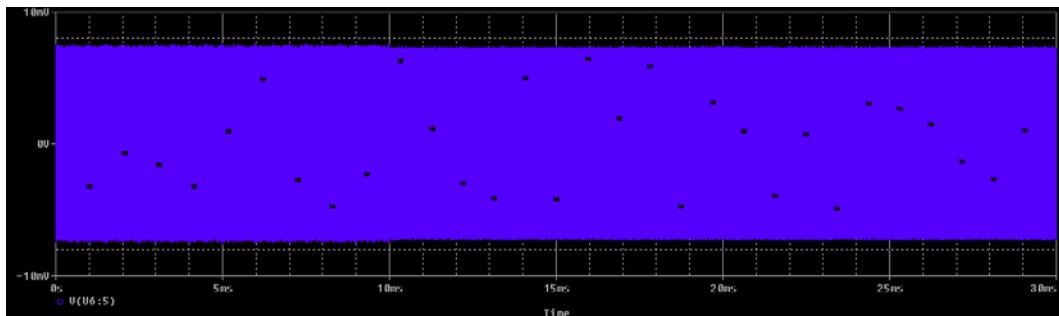


Figura 35: Señal generada como señal de entrada.

La primera etapa corresponde al preamplificador

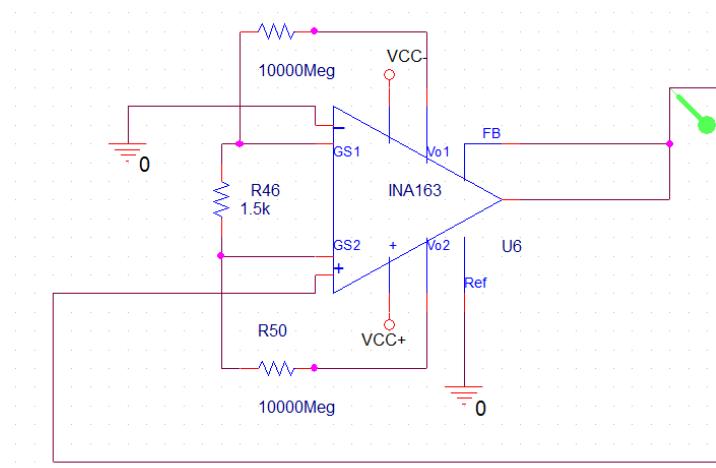


Figura 36: Esquema simulación de la preamplificación

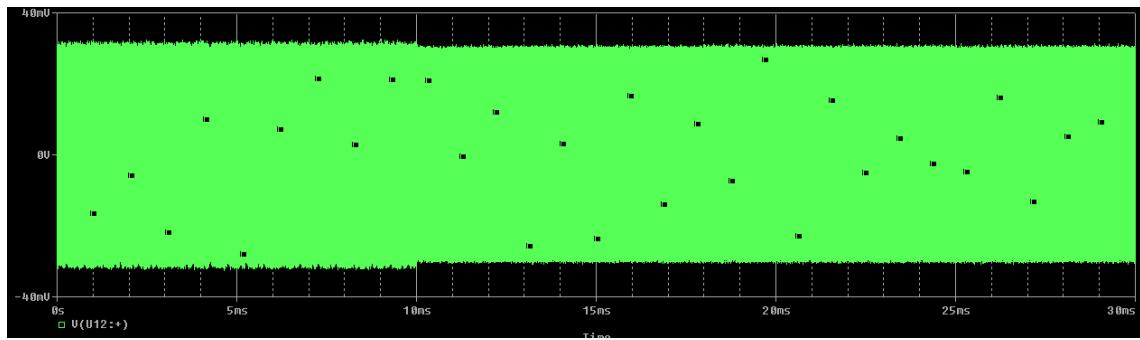


Figura 37: Señal tras la etapa de preamplificación.

Tras la preamplificación todavía el ruido es del orden de la señal del Arva, y ambos son amplificados. La siguiente etapa es la correspondiente al filtrado. En la figura 39 se muestra la señal de salida de esta etapa, en la que se aprecia que el ruido ha disminuido notablemente, quedando como resultado una señal amplificada del ARVA.

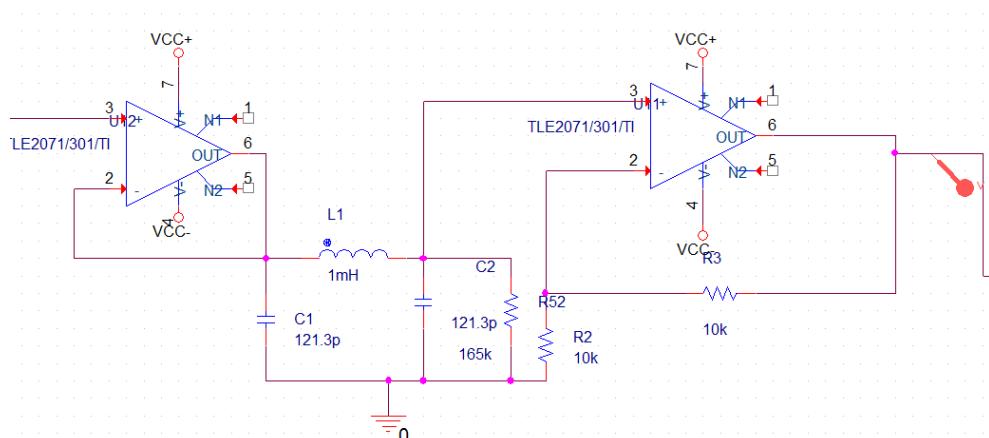


Figura 38: Esquema simulación del filtrado

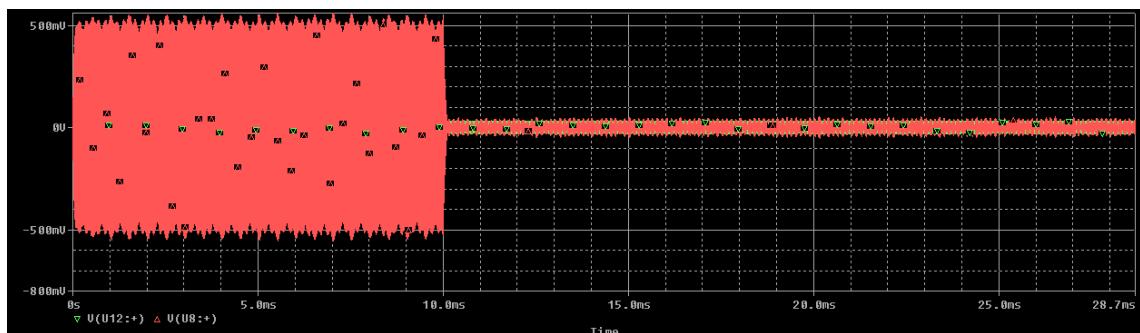


Figura 39: Señal tras la etapa de filtrado

Finalmente la última etapa simulada corresponde al detector de envolvente, los valores han sido elegidos para evitar reducir la señal de salida.

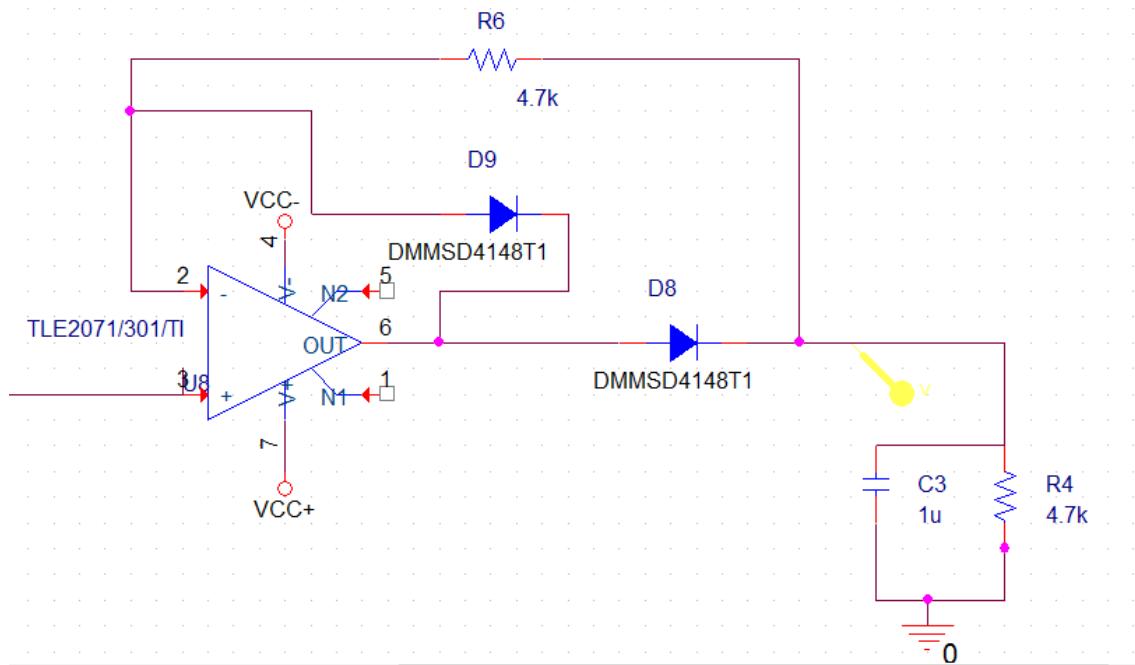


Figura 40: Esquema simulación del detector de envolvente

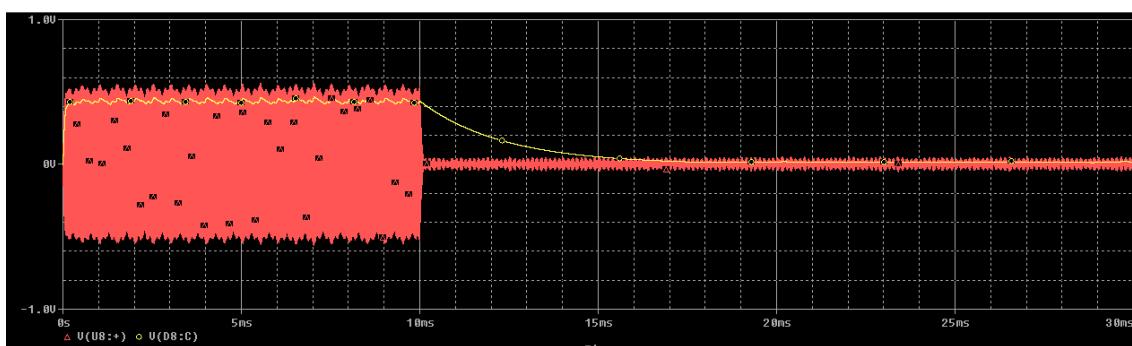


Figura 41: Señal tras la etapa detector de envolvente en amarillo y tras el filtro en rojo

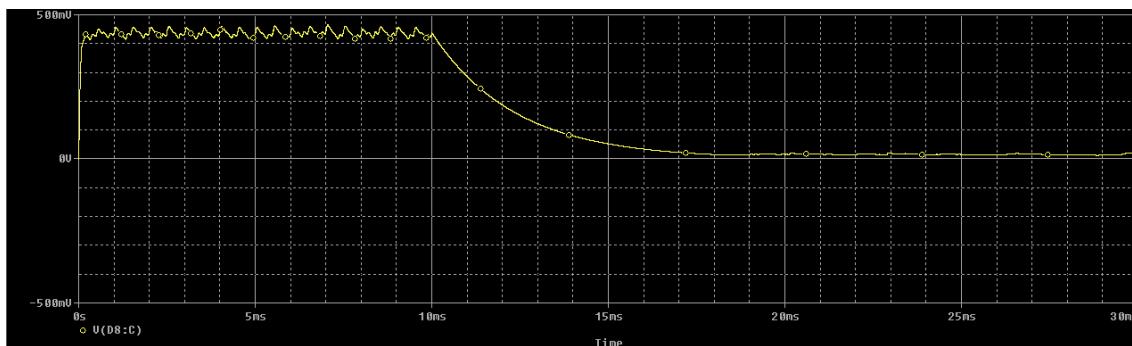


Figura 42: Señal de salida

Finalmente en la figura 43 se compara la señal de entrada, en verde, y la señal de salida, en amarillo. Tanto la amplificación como el filtrado son los esperados.

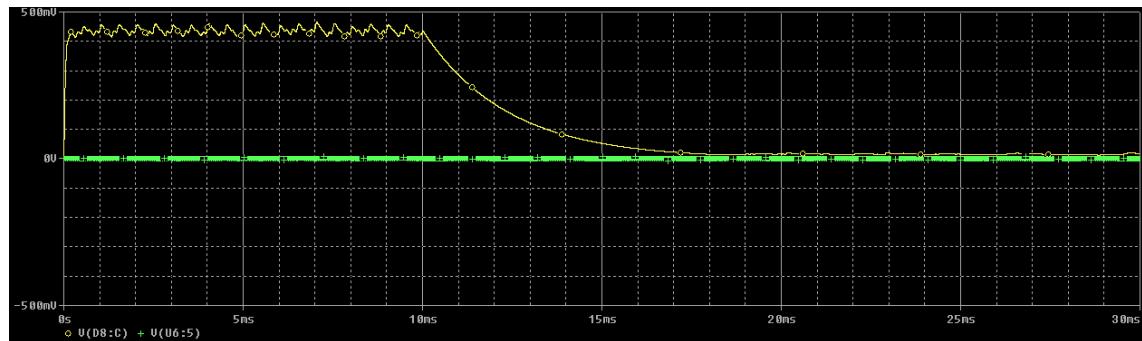


Figura 43: Comparación entre señal de entrada y salida

## B2. MEDIDAS EN EL DOMINIO FRECUENCIAL

Además de los resultados favorables obtenidos en el dominio temporal, se realizó un análisis en el dominio frecuencial, dándole especial énfasis a la resonancia del filtro. Este no debe verse afectado por las impedancias de las etapas que le anteceden y preceden.

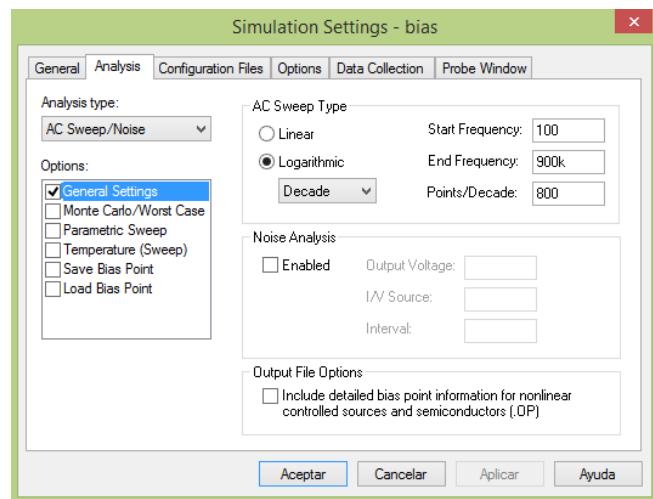


Figura 44: Perfil de simulación domino frecuencial

Se sustituyó las fuentes de tensión por las de barrido AC, de amplitud 1 V.

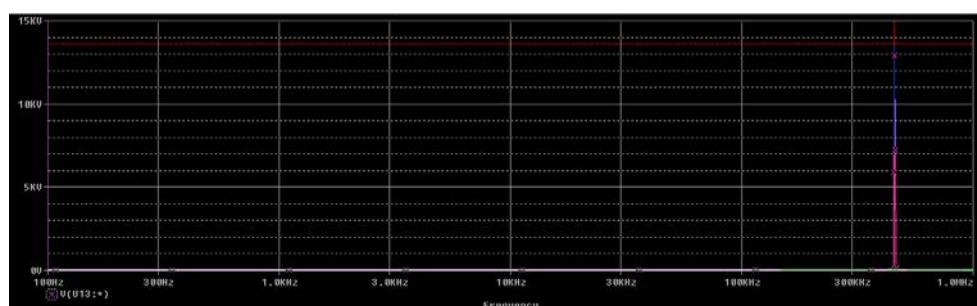


Figura 45: Resultado del barrido en frecuencia

La señal corresponde a la salida del filtro, el pico corresponde a la frecuencia de 457KHz y amplifica la señal por más de 10.

Trace Color	Trace Name	Y1
	X Values	457.088K
CURSOR 1,2	V(U13:+)	13.606K

Figura 46: Cursor

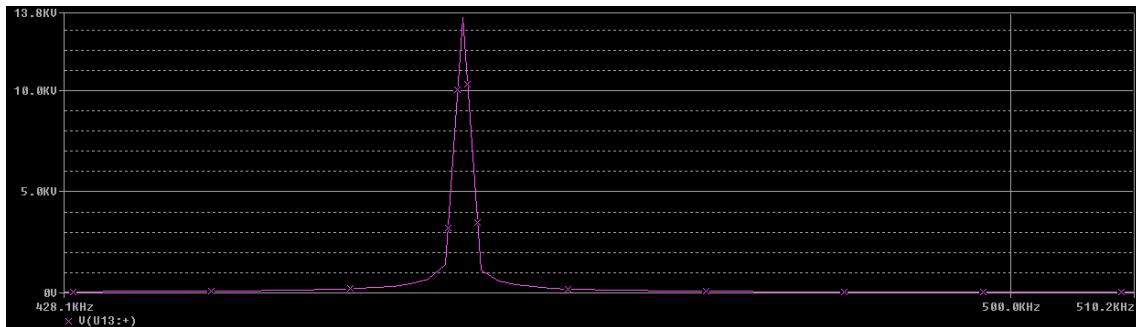


Figura 47: Detalle del pico de resonancia

## C. PLANOS

---

A continuación se adjuntan los siguientes planos de la placa receptora:

- C.1: Esquemático
- C.2: Listado de componentes
- C.3: Circuito impreso. Cara top
- C.4: Circuito impreso. Cara bottom
- C.5: Serigrafía de los componentes
- C.6: Taladrado

1

2

3

4

5

6

7

8

A

A

B

B

C

C

D

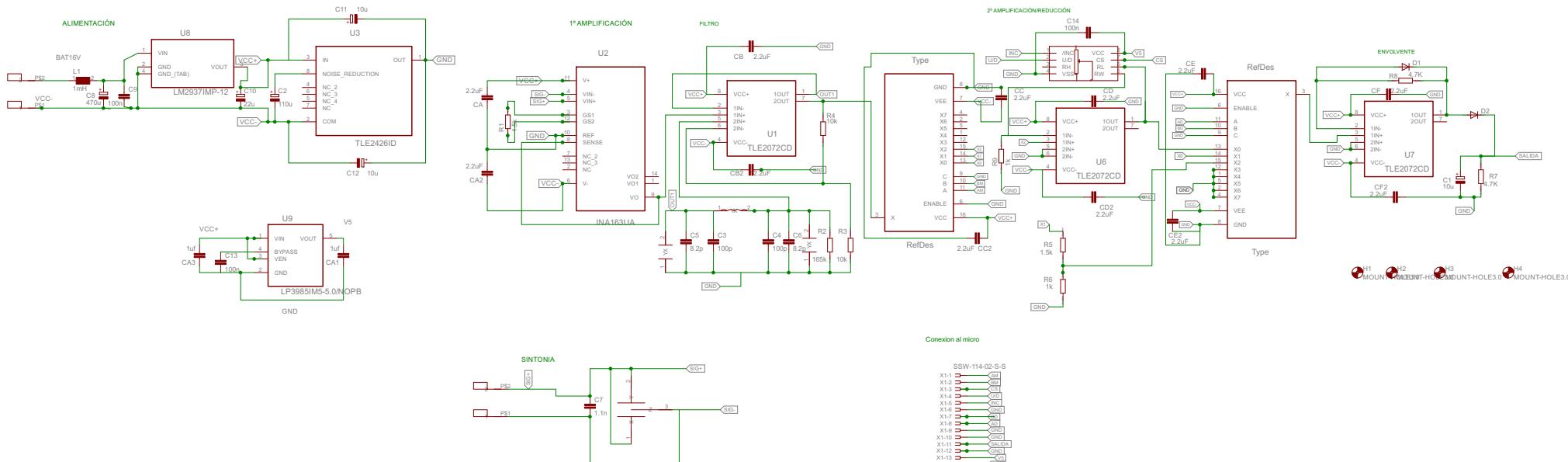
D

E

E

F

F



	NOMBRE	FIRMA	Escuela de Ingeniería y Arquitectura Universidad Zaragoza
Dibujado	Cristina Paniagua Muro		
Cliente	Universidad de Zaragoza		
ESCALA S/E	Placa receptora Esquema general del circuito		
	Nº de Plano: <b>C.1</b>		
	Fichero: PLANOS		
	Curso: 4º Ingeniería Electrónica y Automática		

A

B

C

D

E

F

G

H

A

B

C

D

E

F

G

H

Id. Particular	Id. General	Encapsulado
C1	10u	SMC_A
C2	110u	SMC_D
C3	100p	C0805
C4	100p	C0805
C5	8.2p	C0402
C6	8.2p	C0402
C7	1.1n	C0603
C8	470u	PANASONIC_G
C9	100n	C0805
C10	22u	SMC_D
C11	10u	PANASONIC_B
C12	10u	PANASONIC_B
C13	100n	C0805
C14	100n	C0805
CA	2.2uF	C0805
CA2	2.2uF	C0805
CB	2.2uF	C0805
CB2	2.2uF	C0805
CC	2.2uF	C0805
CC2	2.2uF	C0805
CD	2.2uF	C0805
CD2	2.2uF	C0805
CE	2.2uF	C0805
CE2	2.2uF	C0805
CF	2.2uF	C0805
CF2	2.2uF	C0805
CA1	1uf	C0805
CA3	1uf	C0805
D1	D4148CT1	SOD123
D2	D4148CT1	SOD123
L1	1mH	1806
R1	1.5k	R0805
R2	165k	R0402
R3	10k	R0805
R4	10k	R0805
R5	1.5k	R0805
R6	1k	R0805
R7	4.7K	R0806
R8	4.7K	R0807
T1	3.5-20	3.5-20
T2	3.5-20	3.5-20
T3	5-60P	5-60P
P1	X9C104SZ	SOIC8
U1	TLE2072CD	SOIC8

	NOMBRE	FIRMA	Escuela de Ingeniería y Arquitectura <b>Universidad</b> Zaragoza
Dibujado	Cristina Paniagua Muro		
Cliente	Universidad de Zaragoza		
ESCALA 1:1	Placa Receptora Listado de componentes		Nº de Plano: <b>C.2</b>
			Fichero: PLANOS
			Curso: 4º Ingeniería Electrónica y Automática

A

A

B

B

C

C

D

D

E

E

F

F

G

G

H

H

Id. Particular	Id. General	Encapsulado
U2	INA163UA	SOIC14
U3	TLE2426ID	SOIC8
U4	MC74HC4051ADWQ	SOIC16
U5	MC74HC4051ADWQ	SOIC16
U6	TLE2072CD	SOIC8
U7	TLE2072CD	SOIC8
U8	LM2937IMP-12	SOT233
U9	LP3985IM5-5.0	SOT235

	NOMBRE	FIRMA	 <b>Escuela de Ingeniería y Arquitectura Universidad Zaragoza</b>
Dibujado	Cristina Paniagua Muro		
Cliente	Universidad de Zaragoza		
ESCALA 1:1	<b>Placa Receptora</b> <b>Listado de componentes</b>		Nº de Plano:
			C.2
			Fichero: PLANOS
	Curso: 4º Ingeniería Electrónica y Automática		

1

2

3

4

5

6

A

B

C

D

E

F

G

H

A

B

C

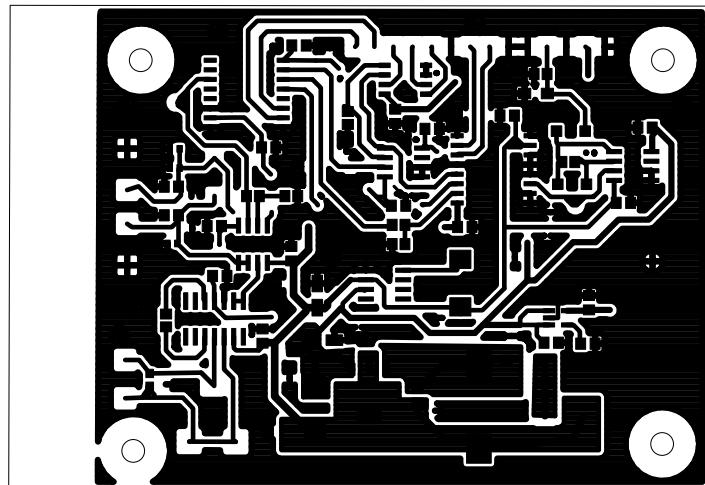
D

E

F

G

H



	NOMBRE	FIRMA	Escuela de Ingeniería y Arquitectura <b>Universidad</b> Zaragoza
Dibujado	Cristina Paniagua Muro		
Cliente	Universidad de Zaragoza		
ESCALA 1:1			Nº de Plano: <b>C.3</b>
	Placa Receptora <b>Circuito Impreso -Cara Top</b>		
			Fichero: PLANOS
			Curso: 4º Ingeniería Electrónica y Automática

1

2

3

4

5

6

1

2

3

4

5

6

A

B

C

D

E

F

G

H

A

B

C

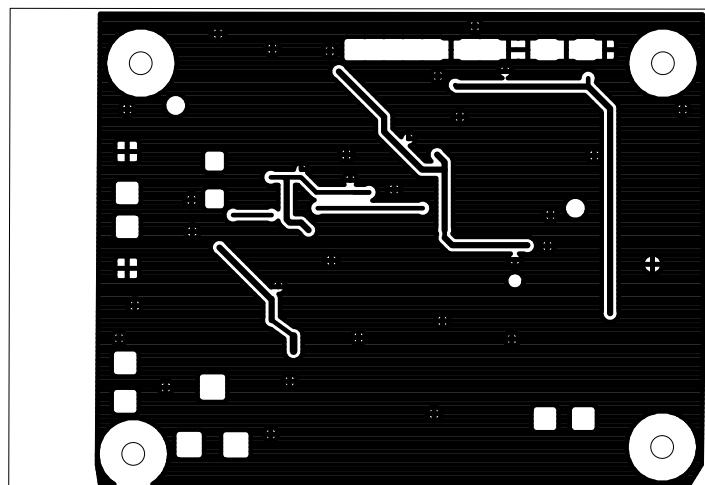
D

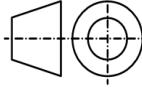
E

F

G

H



	NOMBRE	FIRMA	 Escuela de Ingeniería y Arquitectura <b>Universidad</b> Zaragoza
Dibujado	Cristina Paniagua Muro		
Cliente	Universidad de Zaragoza		
ESCALA 1:1	Placa receptora Circuito Impreso -Cara Bottom		Nº de Plano: <b>C.4</b>
			Fichero: PLANOS
			Curso: 4º Ingeniería Electrónica y Automática

1

2

3

4

5

6

A

B

C

D

E

F

G

H

A

B

C

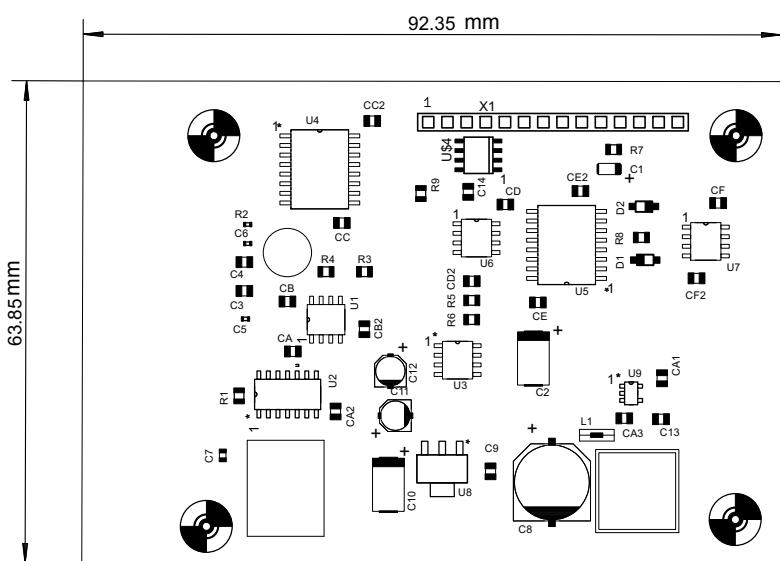
D

E

F

G

H



	NOMBRE	FIRMA	
Dibujado	Cristina Paniagua Muro		 Escuela de Ingeniería y Arquitectura Universidad Zaragoza
Cliente	Universidad de Zaragoza		
ESCALA 1:1	Placa Receptora Serigrafia de componentes		Nº de Plano: <b>C.5</b>
			Fichero: PLANOS
			Curso: 4º Ingeniería Electrónica y Automática

1

2

3

4

5

6

A

B

C

D

E

F

G

H

A

B

C

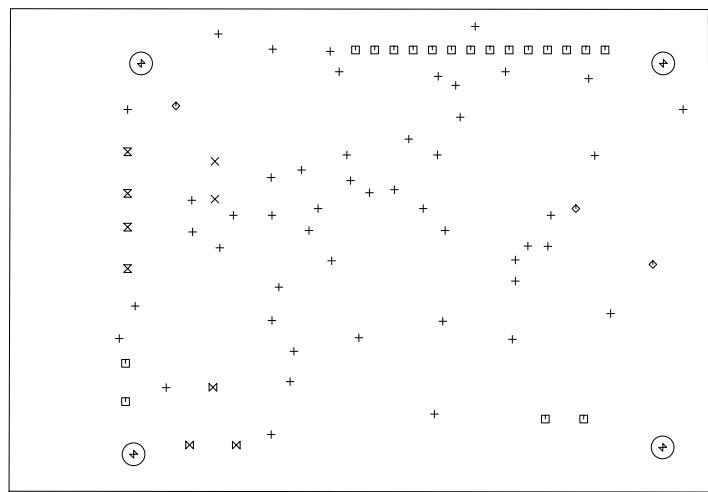
D

E

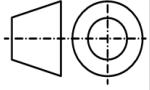
F

G

H



Sym	Nº	Mils	MM	Qty	Plated
+	1	24	0.60	49	YES
×	2	35	0.90	2	YES
□	3	39	1.00	18	YES
◊	4	43	1.10	3	YES
×	5	47	1.20	4	YES
☒	6	53	1.35	3	YES
+	7	118	3.00	4	NOT

	NOMBRE		FIRMA	 <b>Escuela de Ingeniería y Arquitectura Universidad Zaragoza</b>
Dibujado	<b>Cristina Paniagua Muro</b>			
Cliente	Universidad de Zaragoza			
ESCALA <b>1:1</b>	<b>Placa Receptora Taladrado</b>			Nº de Plano: <b>C.6</b>
				Fichero: <b>PLANOS</b>
				Curso: 4º Ingeniería Electrónica y Automática

1

2

3

4

5

6

## D. RESULTADOS DE LOS EXPERIMENTOS

### D1. MEDIDA DEL RUIDO DE LOS MOTORES Y APANTALLAMIENTO.

Los resultados obtenidos fueron para los siguientes casos:

1. Receptor horizontal sobre la mesa.

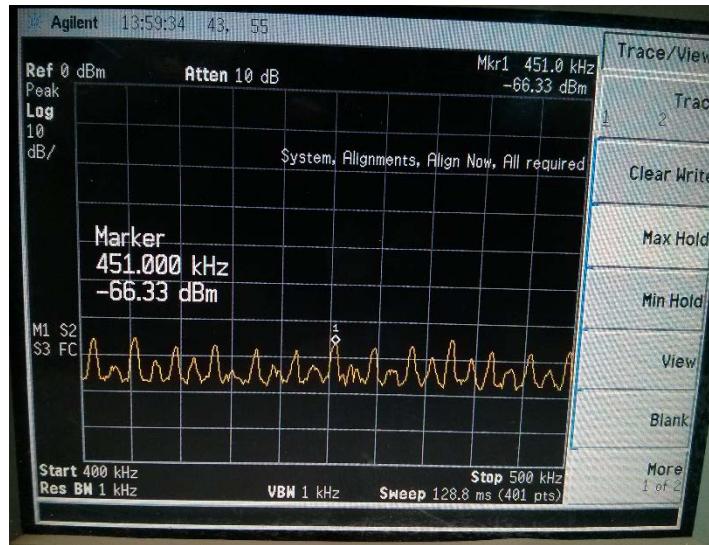


Figura 48: Receptor horizontal sobre la mesa

2. Receptor vertical sobre la mesa.

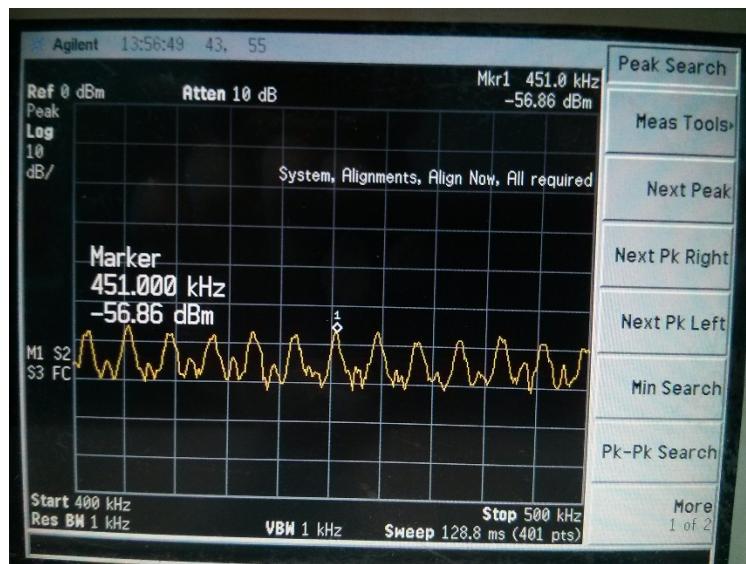


Figura 49: Receptor vertical sobre la mesa

3. Receptor colocado en la pata del dron, cerca de speed controller (controlador de motor de dron, la fuente de interferencia).

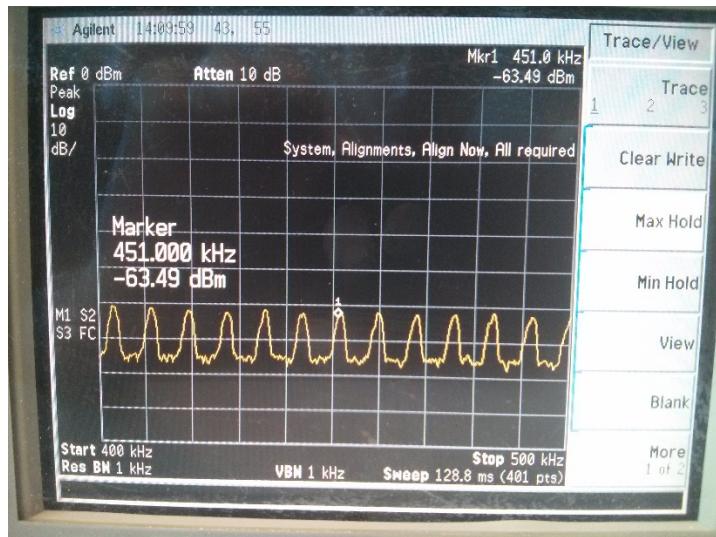


Figura 51: Receptor colocado en la pata del dron



Figura 50: Detalle de montaje 3

4. Apantallamiento en los 4 speed controllers

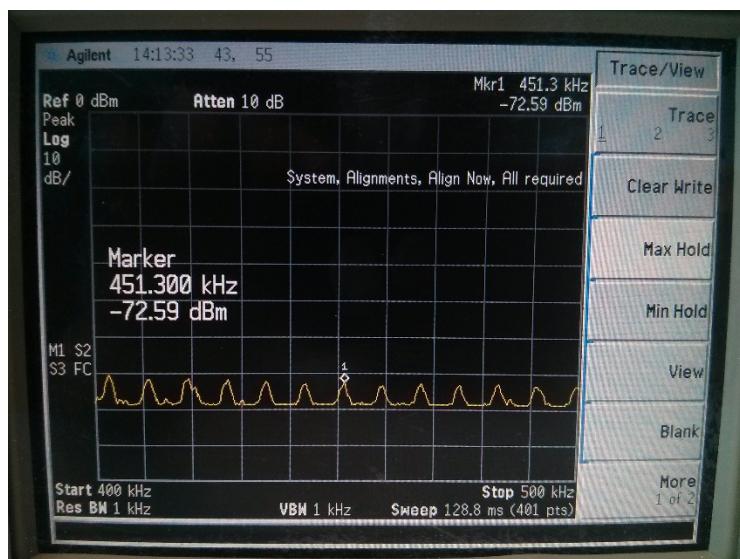


Figura 53: Apantallamiento en los 4 speed controllers



Figura 52: Detalle de montaje 4

5. Igual a 5, pero esta vez el receptor sobre la mesa, en lugar de estar en la pata del dron.

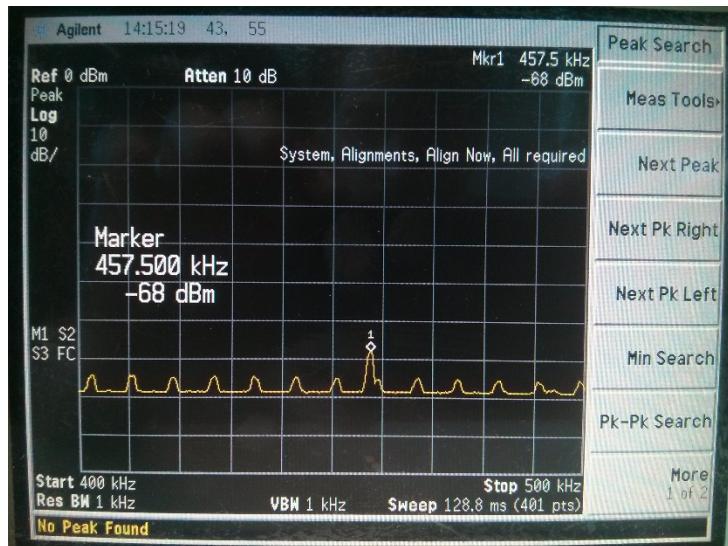


Figura 54:Receptor sobre la mesa y apantallamiento

6. Igual a 6, pero con caja de aluminio sobre el receptor.

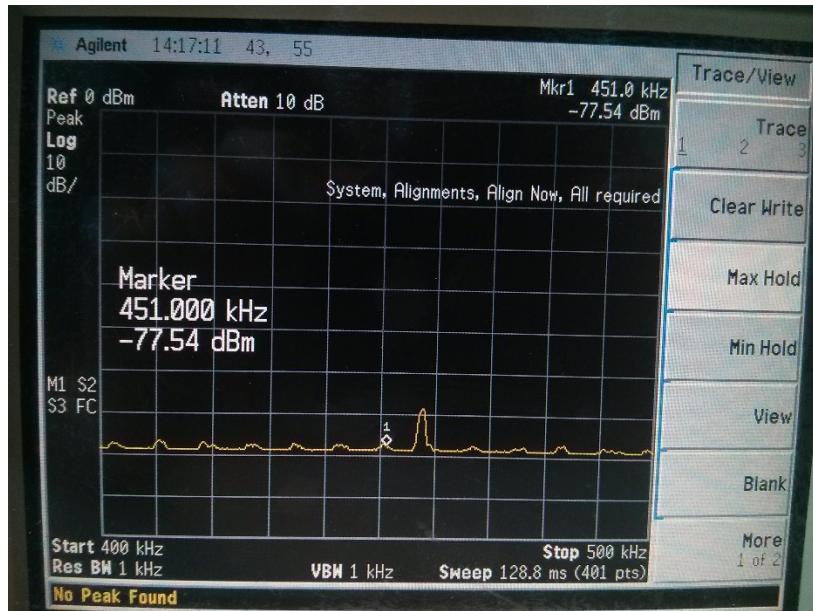


Figura 55: Caja de aluminio sobre receptor y apantallamiento

Como conclusiones de las distintas fases de la prueba podemos observar una respuesta positiva ante el apantallamiento de los speed controllers, zona que se ha determinado como fuente principal de interferencia. Por lo que se ve oportuno introducir entre las antenas receptoras y el cuerpo del dron alguna pieza que realice la función de apantallamiento. Se observa que al apantallar el ruido del dron la señal del ARVA se aprecia con claridad.

A parte del apantallamiento con los diferentes materiales sobre el cuerpo del dron, es conveniente trenzar los cables entre el speed controller y los motores, reduciendo así la posible inductancia generada.

Por último resaltar, que a la vista del espectro de ruido obtenido, el filtro de la placa receptora deberá tener una banda de paso muy estrecha, del orden de pocos kilohercios. Este filtro unido al efecto del apantallamiento posibilitará la recepción de la señal ARVA a bordo del dron.

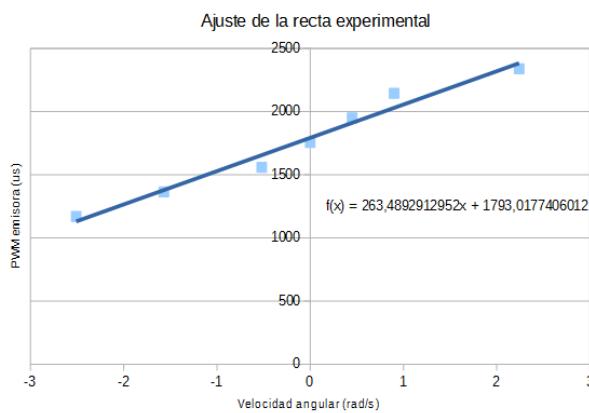
## D2. AJUSTE DEL PWM

Los datos obtenidos del experimento se recogen en la siguiente tabla:

Test Angulo YAW		
Posición emisora	PWM emisora (us)	Velocidad angular (rad/s)
-3	1170	-2,51
-2	1365	-1,57
-1	1560	-0,52
0	1755	0
1	1950	0,45
2	2145	0,9
3	2340	2,24

Tabla 6: Test ángulo yaw

A partir de la cual se obtuvo la recta de ajuste por mínimos cuadrados mostrada en la ecuación 6. Recta que será utilizada para la generación de la consigna PWM.



$$PWM = 263.5 \omega + 1793$$

Figura 56: Ajuste del PWM

Ecuación 6: Anchura de pulso

### D3. PRUEBA GLOBAL DE PLACA RECEPTORA

Para probar el correcto funcionamiento de la placa receptora se hizo uso del osciloscopio TDS5052 Digital Phosphor Oscilloscope de Tektronix, para evitar problemas se utilizó con masa flotante y con una sonda Voltage Probe TeKP5050, que tal como muestra su datasheet en el anexo F, tiene como características una alta impedancia, evitando por tanto distorsiones en la señal recibida.

Para la misma distancia se registraron las siguientes señales:

- Punto de test 1, después del filtro:

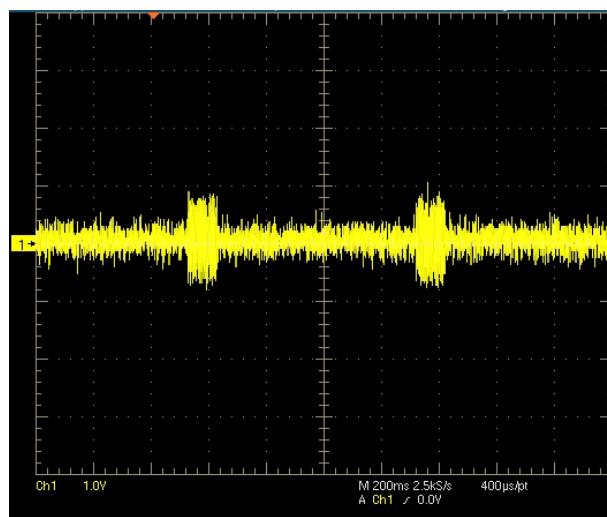


Figura 57: Punto de test 1

- Punto de test 2, tras la etapa de amplificación variable, fijada la ganancia 5.

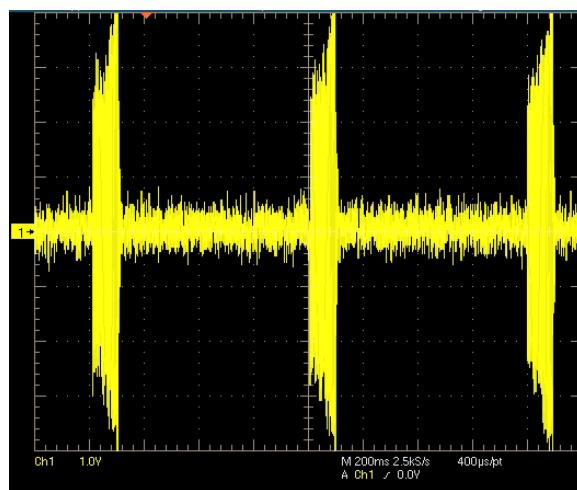
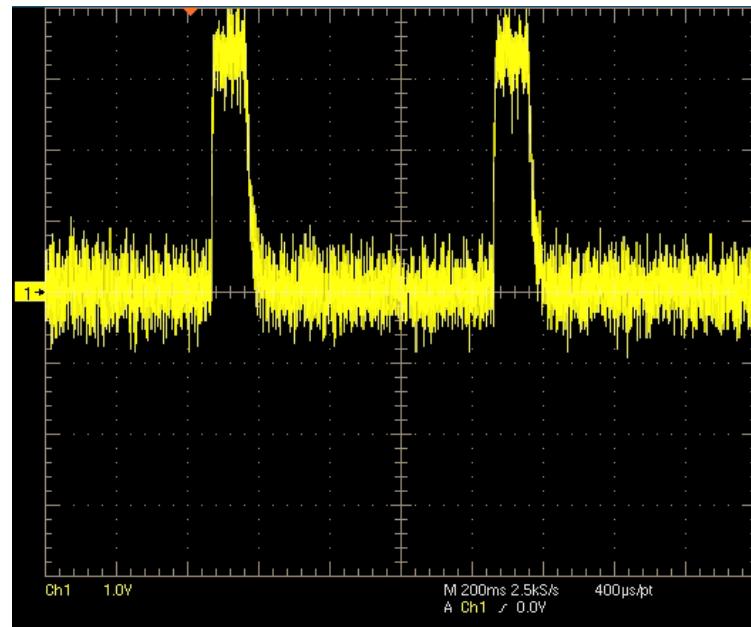


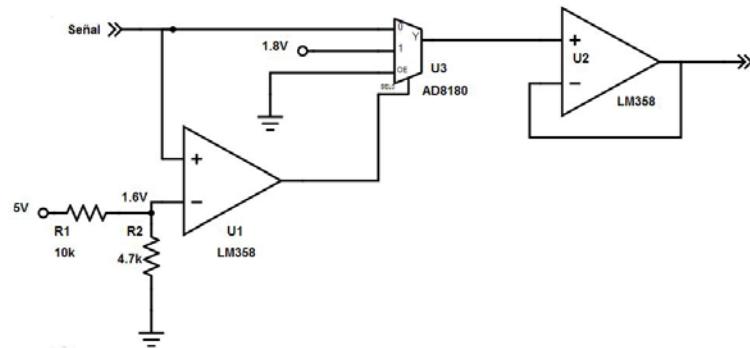
Figura 58: Punto de test 2

- Salida de la placa. Señal envolvente.



**Figura 59: Salida de la placa receptora**

A la salida de la placa debido a que el nivel de la señal superaba los 1.8V permitidos por el conversor se diseñó el siguiente circuito de protección:



**Figura 60: Esquema de protección**

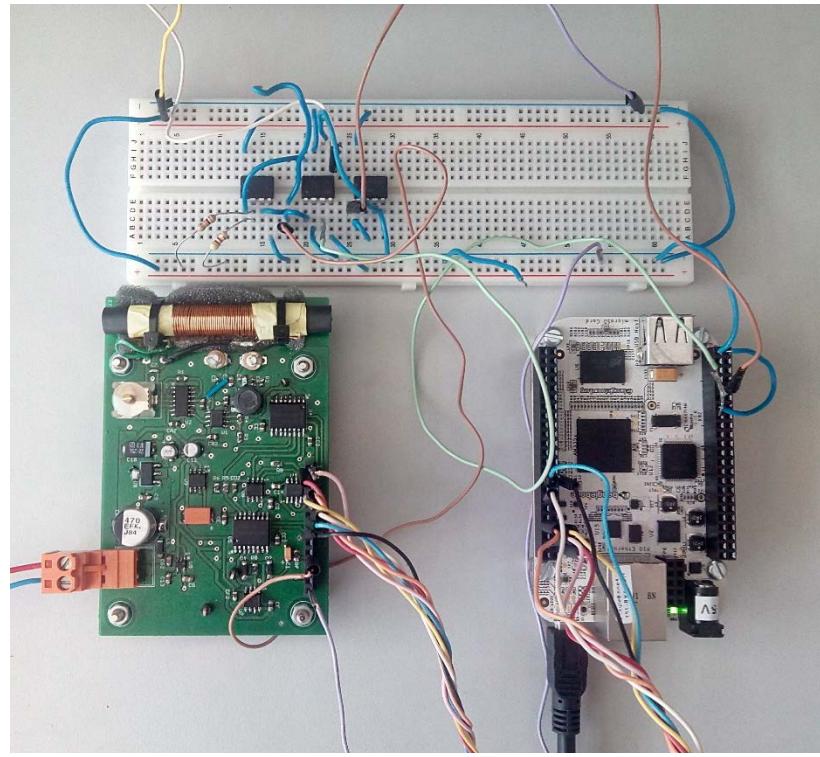


Figura 61: Montaje una placa receptor

Quedando a la salida del mismo la siguiente envolvente, ya adecuada al rango del conversor.

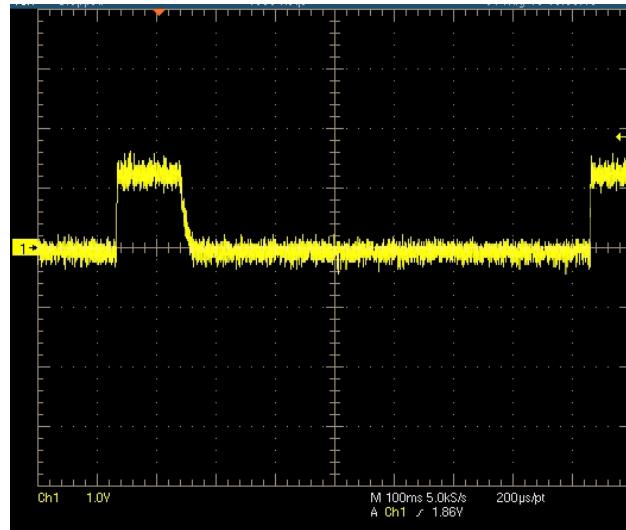


Figura 62: Envolvente tras la protección

## E. PROGRAMA PRINCIPAL

---

```
/*
 * ===== main.c =====
 */
#include <math.h>
#include <xdc/std.h>

#include <xdc/runtime/Error.h>
#include <xdc/runtime/System.h>

#include <ti/sysbios/BIOS.h>

#include <ti/sysbios/knl/Task.h>
#include <ti/sysbios/knl/Clock.h>
#include <ti/sysbios/knl/Semaphore.h>

#include <xdc/runtime/Log.h>
#include <ti/uia/events/UIABenchmark.h>

#include "soc_AM335x.h"
#include "evmAM335x.h"

#include "pin_mux.h"
#include "ehtpwm.h"
#include "gpio_v2.h"
#include "hw_types.h"
#include "cpu.h"
#include "Init_Platform.h"

#include "computos.h"
#include "servidores.h"

#include "interrupt.h"

#include "tsc_adc.h"

/************************************************************************
 * Prototypes of local functions
 */
static void EHPWMConfigure(void);

/************************************************************************
 * Global variables
 */
Clock_Handle clockTaskGENREF ;
Task_Handle TaskGENREF_Handle ;
Semaphore_Handle TaskGENREF_sem ;

Clock_Handle clockTaskLECTURA ;
Task_Handle TaskLECTURA_Handle ;
Semaphore_Handle TaskLECTURA_sem ;

Clock_Handle clockTaskCONTROL;
Task_Handle TaskCONTROL_Handle ;
Semaphore_Handle TaskCONTROL_sem ;

const unsigned int CONTROL_Period = 20 ;
const unsigned int LECTURA_Period = 10 ;
const unsigned int GENREF_Period = 100 ;

#define PI (3.141592653589793)
#define bool int
#define true 1
#define false 0
```

```

/*****
/*          Global variables and symbols           */
/****

#define CLOCK_DIV_VAL          (10)
#define SOC_EHRPWM_2_MODULE_FREQ (100000000)    // 100 MHz

#define GPIO_INSTANCE_ADDRESS      (SOC_GPIO_1_REGS)

#define RESOL_X_MILLION          (439u)

/*****
/*          Variables CONTROL                   */
/****

int Ganancia=0;
int Vsalida=0;
int Vsalida_ant=1;
int Mula;
int MulB;
int DemA;
int DemB;
int UD;
int C;
int INC;
bool inicializar=false;
bool Permanecer=false;
int VA=0;
int VB=0;
int j=0;
bool avance;
int error=0;

/*****
/*          Variables LECTURA                 */
/****

float muestras_A[60];
float muestras_B[60];
float Media_A=0;
float Media_B=0;
int Contador_A=0;
int Contador_B=0;
int iniciopulso_A=0;
int iniciopulso_B=0;
int finalpulso_A=0;
int finalpulso_B=0;
float Magnitud_A=0;
float Magnitud_B=0;
bool FlancoSubida_A=false;
bool FlancoSubida_B=false;
bool FlancoBajada_A=false;
bool FlancoBajada_B=false;
int i=0;
/*****
/*          Variables GENREF                */
/****

int Estado=1;
bool maximo= false;
float angulo=0;
float modulo=0;
float pulso=1975;
float Ik=0;
float Ik_1=0;
float ek=0;
float K=0;
float Ki=0;
float T=0.1;
float uk=0;

/*****
/*          Variables ADC                  */
/****
```

```

/*****************/
int muestras_1[127];
int muestras_2[127];
//int total[1000];
int o=0;
unsigned int sample1;
unsigned int sample2;
unsigned int val1;
unsigned int val2;
int m=0;

int tarealectura=0;
int tareagenref=0;
int tareaccontrol=0;
int aux=0;
/*****************/
/*          Function Prototypes           */
/*****************/
/*****************/

Void TaskLECTURA(UArg arg0, UArg arg1) ;
void TaskLECTURA_release (void) ;

Void TaskGENREF(UArg arg0, UArg arg1) ;
void TaskGENREF_release (void) ;

Void TaskCONTROL(UArg arg0, UArg arg1) ;
void TaskCONTROL_release (void) ;

static void ADCConfigure(void);
static void StepConfigure(unsigned int, unsigned int, unsigned int);

/*****************/
/*          Main           */
/*****************/
/*****************/

int main(void) {

/*****************/
/*          CONFIGURACION      PWM Y PUERTOS           */
/*****************/
/* Enabling functional clocks for GPIO1 instance. */
GPIO1ModuleClkConfig();

/* Enabling the GPIO module. */
GPIOModuleEnable(GPIO_INSTANCE_ADDRESS);

/* Resetting the GPIO module. */
GPIOModuleReset(GPIO_INSTANCE_ADDRESS);

/* Setting the GPIO pin as an output pin. */

GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
               6,
               GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
               7,
               GPIO_DIR_OUTPUT);

GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
               2,
               GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
               3,
               GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
               12,
               GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
               15,
               GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,

```

```

        14,
        GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            31,
            GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            30,
            GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            5,
            GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            4,
            GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            1,
            GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            0,
            GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            29,
            GPIO_DIR_OUTPUT);
GPIODirModeSet(GPIO_INSTANCE_ADDRESS, //LED
            21,
            GPIO_DIR_OUTPUT);

PWMSS_ModuleClkConfig(2);
EPWM_PinMuxSetup(2);

/* Enable Clock for EHRPWM in PWM sub system */
// CPUswitchToPrivilegedMode();
    EHRPWMClockEnable(SOC_PWMSS2_REGS);

/* Enable Timer Base Module Clock in control module */
PWMSS_TBClkEnable(2);

/* EHRPWM is configured to generate PWM waveform on EPWMBxB Pin*/
EHRPWMConfigure();

/********************* CONFIGURACION ADC ********************/
/*          CONFIGURACION      TAREAS           */
/********************* ADCConfigure(); ******************/

/********************* CONFIGURACION TAREAS ********************/
/*          CONFIGURACION      TAREAS           */
/********************* Clock_Params clockParams;
Task_Params taskParams ; */

Clock_Params_init(&clockParams);
clockParams.period = GENREF_Period ;
clockParams.startFlag = TRUE; // start immediately
clockTaskGENREF = Clock_create((Clock_FuncPtr)TaskGENREF_release, 10, &clockParams,
NULL);
Task_Params_init(&taskParams) ;
taskParams.stackSize = 1024 ;
taskParams.priority = 1 ;
TaskGENREF_Handle = Task_create((Task_FuncPtr)TaskGENREF, &taskParams, NULL);

TaskGENREF_sem = Semaphore_create(0, NULL, NULL);

Clock_Params_init(&clockParams);
clockParams.period = LECTURA_Period ;
clockParams.startFlag = TRUE; // start immediately
clockTaskLECTURA = Clock_create((Clock_FuncPtr)TaskLECTURA_release, 10, &clockParams,
NULL);

Task_Params_init(&taskParams) ;
taskParams.stackSize = 1024 ;
taskParams.priority = 3;

```

```

    TaskLECTURA_Handle = Task_create((Task_FuncPtr)TaskLECTURA, &taskParams, NULL);

    TaskLECTURA_sem = Semaphore_create(0, NULL, NULL);

    Clock_Params_init(&clockParams);
    clockParams.period = CONTROL_Period ;
    clockParams.startFlag =TRUE; // start immediately
    clockTaskCONTROL = Clock_create((Clock_FuncPtr)TaskCONTROL_release, 10, &clockParams, NULL);

    Task_Params_init(&taskParams) ;
    taskParams.stackSize = 1024 ;
    taskParams.priority =2;
    TaskCONTROL_Handle = Task_create((Task_FuncPtr)TaskCONTROL_release, &taskParams, NULL);

    TaskCONTROL_sem = Semaphore_create(0, NULL, NULL);

    Server_Create () ;

    BIOS_start();
}

void TaskLECTURA_release (void)
{
    Semaphore_post(TaskLECTURA_sem);
}

Void TaskLECTURA (UArg a0, UArg a1)
{

    MAGNITUDES Magnitudes;
    while (1) {
        Semaphore_pend (TaskLECTURA_sem, BIOS_WAIT_FOREVER) ;

        // LECTURA DEL ADC //
        for(m=0;m<127;m++)
        {
            /* Read data from fifo 0 */
            sample1= TSCADC FIFO ADC DataRead(SOC_ADC_TSC_0_REGS, TSCADC_FIFO_0);

            muestras_1[m] = (sample1 * RESOL_X_MILLION) / 1000;
            /* Read data from fifo 1 */
            sample2=TSCADC FIFO ADC DataRead(SOC_ADC_TSC_0_REGS, TSCADC_FIFO_1);
            muestras_2[m] = (sample2 * RESOL_X_MILLION) / 1000;

        }
        // BUSQUEDA DE LOS FLANCOS DE SUBIDA Y BAJADA PARA CALCULAR LA MEDIA DE LA SEÑAL DE LA ANTENA
        /////
        if (FlancoSubida_A==false)
        {

            for(i=0;i<127;i++)
            {
                if (muestras_1[i]>600)
                {
                    FlancoSubida_A=true;
                    Contador_A=1;
                    Media_A+=muestras_1[i];
                }
            }
        }
        else {

            if(FlancoSubida_A==true && FlancoBajada_A==false)
            {
                aux=2;

```

```

        for(i=0;i<127;i++)
        {
            if(muestras_1[i]<600)
            {
                Contador_A++;
                FlancoBajada_A=true;
                Media_A+= muestras_1[i];
            }else {
                Contador_A++;
                Media_A+= muestras_1[i];
            }
        }

    } else {
        if(FlancoSubida_A==true && FlancoBajada_A==true)
        {
            aux=3;
            if(Contador_A>127)
            {

                Magnitud_A=Media_A/(Contador_A);
                Media_A=0;
                Contador_A=0;
            }

            FlancoSubida_A=false;
            FlancoBajada_A=false;
        }
    }

}

// BUSQUEDA DE LOS FLANcos DE SUBIDA Y BAJADA PARA CALCULAR LA MEDIA DE LA SEÑAL
DE LA ANTENA B//



if (FlancoSubida_B==false)
{
    for(i=0;i<127;i++)
    {
        if (muestras_2[i]>600)
        {
            FlancoSubida_B=true;
            Contador_B=1;
            Media_B+=muestras_2[i];
        }
    }

}else {

    if(FlancoSubida_B==true && FlancoBajada_B==false)
    {
        for(i=0;i<127;i++)
        {
            if(muestras_2[i]<600)
            {
                Contador_B++;
                FlancoBajada_B=true;
                Media_B+= muestras_2[i];
            }else {

                Contador_B++;
                Media_B+= muestras_2[i];
            }
        }

    } else {
        if(FlancoSubida_B==true && FlancoBajada_B==true)
        {

            if(Contador_B>127)
            {

```

```

        Magnitud_B=Media_B/(Contador_B);

        Media_B=0;

        Contador_B=0;
    }

    FlancoSubida_B=false;
    FlancoBajada_B=false;
}

}

// ESCRITURA DE LAS MAGNITUDES EN EL SERVIDOR //
Magnitudes.A=Magnitud_A;
Magnitudes.B=Magnitud_B;

write_MAG(&Magnitudes);

}

}

void TaskGENREF_release (void)
{
    Semaphore_post(TaskGENREF_sem);
}

Void TaskGENREF(UArg a0, UArg a1)
{
    MAGNITUDES Magnitudes;
    while (1)
    {
        Semaphore_pend (TaskGENREF_sem, BIOS_WAIT_FOREVER) ;

        float VA=0;
        float VB=0;

//Estado=2;
        switch (Estado)
        {

            case 1: // Gira sobre si mismo para encontrar el maximo en una de las antenas y
cero en la otra
                if(maximo==false)
                {
                    pulso=1956;//GIRO CONSTANTE
                    Log_write1(UIABenchmark_start, (xdc_IArg)"Read_Magnitudes");
                    read_MAG(&Magnitudes);
                    Log_write1(UIABenchmark_stop, (xdc_IArg)"Read_Magnitudes");
                    VA=Magnitudes.A;
                    VB=Magnitudes.B;
                    if(VB<0.2)
                    {
                        pulso=1755; // NO GIRAR
                        if(VA>300)
                        {
                            maximo=true;
                            Estado=2; //PASA A SEGUIMIENTO
                        }
                    }
                }
        }
    }
}

```

```

        }
    }

break;
case 2: //Seguimiento de la linea mediante un PI

    read_MAG(&Magnitudes);
    VA=Magnitudes.A;
    VB=Magnitudes.B;
    angulo=atan2(VA,VB);
    modulo=sqrt(VA*VA+VB*VB);
    ek=(PI*0.5)-angulo;
    Ik=Ik_1+T*ek;
    //ANTI WINDUP
    if(Ik>0.6) Ik=0.6;
    if(Ik<-0.6) Ik=-0.6 ;
    uk=K*ek+Ki*Ik;
    //CONTROL DE LA ACCIÓN
    if(uk>2.2) uk=2.2;
    if(uk<-2.2) uk=-2.2;
    pulso=263,49*uk+1793;
    if(uk>0.05 && uk<0.05) pulso=1975;
    Ik_1=Ik;
break;
}
}
}

```

```

void TaskCONTROL_release (void)
{
    Semaphore_post(TaskCONTROL_sem);

}

Void TaskCONTROL(UArg a0, UArg a1)
{

    MAGNITUDES Magnitudes;

    while (1)
    {
        Semaphore_pend (TaskCONTROL_sem, BIOS_WAIT_FOREVER) ;

    // INICIALIZACION DEL POTENCIOMETRO

    if (inicializar==true){
        // C='0';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     3,
                     GPIO_PIN_LOW);

        // C='0';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     5,
                     GPIO_PIN_LOW);

        //U/D_A='0'
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     2,
                     GPIO_PIN_LOW);
        //U/D_B='0'
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     4,
                     GPIO_PIN_LOW);
    }
}

```

```

        for(j=0;j<90;j++)
    {
        //INC='0';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     12,
                     GPIO_PIN_LOW);
        //INC='0';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     1,
                     GPIO_PIN_LOW);
        //INC='1';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     12,
                     GPIO_PIN_HIGH);

        //INC='1';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     1,
                     GPIO_PIN_HIGH);
    }

    //U/D_A='1'
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 2,
                 GPIO_PIN_HIGH);
    //U/D_B='1'
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 4,
                 GPIO_PIN_HIGH);

    for(j=0;j<20;j++)
    {
        //INC='0';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     12,
                     GPIO_PIN_LOW);
        //INC='0';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     1,
                     GPIO_PIN_LOW);
        //INC='1';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     12,
                     GPIO_PIN_HIGH);

        //INC='1';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     1,
                     GPIO_PIN_HIGH);
    }

    inicializar=false;

}else {
// LEO LAS MAGNITUDES DEL SERVIDOR Y SELECCIONO LA MAYOR COMO SEÑAL DE TRABAJO
    read_MAG(&Magnitudes);
    VA=Magnitudes.A;
    VB=Magnitudes.B;
    if(VA>VB) Vsalida=VA;
    else Vsalida=VB;
// SOLO VARIO LA GANANCIA SI LA SEÑAL VARIA
    if(Vsalida_ant==Vsalida){
        Permanecer=true;
    }else{Permanecer=false;

        if (Vsalida>1600)
        {
            Ganancia++;
            if (Ganancia>6) Ganancia=6;
            avance=false;
            Permanecer=false;
        }
    }
}

```

```

        }
    else if (Vsalida<600)
    {
        Ganancia--;
        if (Ganancia<1) Ganancia=1;
        avance=true;
        Permanecer=false;
    else Permanecer=true;
}

Vsalida_ant=Vsalida;

if( Permanecer==false){
    switch (Ganancia)
    {
        case 1://POTENCIOMETRO DIGITAL X50

            //A
            // Mula='0';
            GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                           7,
                           GPIO_PIN_LOW);
            // MulB='1';
            GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                           6,
                           GPIO_PIN_HIGH);
            //DemA='0';
            GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                           15,
                           GPIO_PIN_LOW);
            // DemB='0';
            GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                           14,
                           GPIO_PIN_LOW);
            // C='0';
            GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                           3,
                           GPIO_PIN_LOW);

            // B
            // Mula='0';
            GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                           31,
                           GPIO_PIN_LOW);
            // MulB='1';
            GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                           30,
                           GPIO_PIN_HIGH);
            //DemA='0';
            GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                           29,
                           GPIO_PIN_LOW);
            // DemB='0';
            GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                           0,
                           GPIO_PIN_LOW);
            // C='0';
            GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                           5,
                           GPIO_PIN_LOW);
            //El valor del potenciómetro disminuirá o aumentará
            if (avance==true)
            { //UD='1';
                GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                               2,
                               GPIO_PIN_HIGH);
                GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                               4,
                               GPIO_PIN_HIGH);
            }
            else
            { //UD='0';
                GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,

```

```

                2,
                GPIO_PIN_LOW);
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    4,
                    GPIO_PIN_LOW);
    }

    for(j=0;j<40;j++)
    {
        // Flanco que cambia un valor.
        //INC='0';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    1,
                    GPIO_PIN_LOW);
        //INC='0';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    12,
                    GPIO_PIN_LOW);

        //INC='1';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    1,
                    GPIO_PIN_HIGH);
        //INC='1';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    12,
                    GPIO_PIN_HIGH);
    }

    break;

case 2://POTENCIOMETRO DIGITAL X20
//A
// MulA='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            7,
            GPIO_PIN_LOW);
// MulB='1';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            6,
            GPIO_PIN_HIGH);
//DemA='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            15,
            GPIO_PIN_LOW);
// DemB='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            14,
            GPIO_PIN_LOW);
// C='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            3,
            GPIO_PIN_LOW);

// B
// MulA='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            31,
            GPIO_PIN_LOW);
// MulB='1';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            30,
            GPIO_PIN_HIGH);
//DemA='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            29,
            GPIO_PIN_LOW);
// DemB='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            0,
            GPIO_PIN_LOW);
// C='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
            5,

```

```

                GPIO_PIN_LOW);
//El valor del potenciómetro disminuirá o aumentará

        if (avance==true)
{ //UD='1';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    2,
                    GPIO_PIN_HIGH);
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    4,
                    GPIO_PIN_HIGH);
}
else
{ //UD='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    2,
                    GPIO_PIN_LOW);
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    4,
                    GPIO_PIN_LOW);
}
for(j=0;j<12;j++)
{
    // Flanco que cambia un
    //INC='0';

    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    12,
                    GPIO_PIN_LOW);
    //INC='0';

    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    1,
                    GPIO_PIN_LOW);
    //INC='1';

    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    12,
                    GPIO_PIN_HIGH);
    //INC='1';

    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                    1,
                    GPIO_PIN_HIGH);
    }

    break;
default:
    error=1;

case 3://POTENCIÓMETRO DIGITAL X4
    //A
        // MulA='0';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                        7,
                        GPIO_PIN_LOW);
        // MulB='1';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                        6,
                        GPIO_PIN_HIGH);
        //DemA='0';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                        15,
                        GPIO_PIN_LOW);
}

```

```

// DemB='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             14,
             GPIO_PIN_LOW);
// C='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             3,
             GPIO_PIN_LOW);

// B
// MulA='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             31,
             GPIO_PIN_LOW);
// MulB='1';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             30,
             GPIO_PIN_HIGH);
//DemA='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             29,
             GPIO_PIN_LOW);
// DemB='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             0,
             GPIO_PIN_LOW);
// C='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             5,
             GPIO_PIN_LOW);
//El valor del potenciómetro disminuirá o aumentará

if (avance==true)
{ //UD='1';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 2,
                 GPIO_PIN_HIGH);
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 4,
                 GPIO_PIN_HIGH);
}
else
{ //UD='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 2,
                 GPIO_PIN_LOW);
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 4,
                 GPIO_PIN_LOW);
}
for(j=0;j<6;j++)
{
    // Flanco que cambia un valor.
    //INC='0';

    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 12,
                 GPIO_PIN_LOW);
    //INC='0';

    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 1,
                 GPIO_PIN_LOW);
    //INC='1';

    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 12,
                 GPIO_PIN_HIGH);

    //INC='1';

    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 1,
                 GPIO_PIN_HIGH);
}

```

```

        }

        break;

case 4: //POTENCIOMETRO DIGITAL X2

    //A
    // MulA='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 7,
                 GPIO_PIN_LOW);
    // MulB='1';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 6,
                 GPIO_PIN_HIGH);
    //DemA='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 15,
                 GPIO_PIN_LOW);
    // DemB='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 14,
                 GPIO_PIN_LOW);
    // C='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 3,
                 GPIO_PIN_LOW);

    // B
    // MulA='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 31,
                 GPIO_PIN_LOW);
    // MulB='1';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 30,
                 GPIO_PIN_HIGH);
    //DemA='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 29,
                 GPIO_PIN_LOW);
    // DemB='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 0,
                 GPIO_PIN_LOW);
    // C='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 5,
                 GPIO_PIN_LOW);
//El valor del potenciómetro disminuirá o aumentará

if (avance==true)
{ //UD='1';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 2,
                 GPIO_PIN_HIGH);
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 4,
                 GPIO_PIN_HIGH);
}
else
{ //UD='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 2,
                 GPIO_PIN_LOW);
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 4,
                 GPIO_PIN_LOW);
}

// Flanco que cambia un valor.

```

```

        //INC='0';
        GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                     12,
                     GPIO_PIN_LOW);
    //INC='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 1,
                 GPIO_PIN_LOW);
    //INC='1';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 12,
                 GPIO_PIN_HIGH);

    //INC='1';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 1,
                 GPIO_PIN_HIGH);

break;

case 5: //DIRECTO X1

    //A

    //MulA='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 7,
                 GPIO_PIN_LOW);
    //MulB='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 6,
                 GPIO_PIN_LOW);
    //DemA='1';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 15,
                 GPIO_PIN_HIGH);
    //DemB='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 14,
                 GPIO_PIN_LOW);

    //C=1; //Desactivado el potenciómetro
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 3,
                 GPIO_PIN_HIGH);
    //B
    //MulA='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 31,
                 GPIO_PIN_LOW);
    //MulB='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 30,
                 GPIO_PIN_LOW);
    //DemA='1';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 0,
                 GPIO_PIN_HIGH);
    //DemB='0';
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 29,
                 GPIO_PIN_LOW);

    //C=1; //Desactivado el potenciómetro
    GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
                 5,
                 GPIO_PIN_HIGH);

break;

case 6: //DIVISOR RESISTIVO X0.3

```

```

//A
//MulA='1';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             7,
             GPIO_PIN_HIGH);
//MulB='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             6,
             GPIO_PIN_LOW);
//DemA='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             15,
             GPIO_PIN_LOW);
//DemB='1';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             14,
             GPIO_PIN_HIGH);

//C='1'; //Desactivado el potenciómetro
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             3,
             GPIO_PIN_HIGH);

//B
//MulA='1';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             31,
             GPIO_PIN_HIGH);
//MulB='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             30,
             GPIO_PIN_LOW);
//DemA='0';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             29,
             GPIO_PIN_LOW);
//DemB='1';
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             0,
             GPIO_PIN_HIGH);

//C='1'; //Desactivado el potenciómetro
GPIOPinWrite(GPIO_INSTANCE_ADDRESS,
             5,
             GPIO_PIN_HIGH);
break;

}

}
}

}

/*****
 *          Local functions
 */
*****



static void EHRPWMConfigure(void)
{
    /* TimeBase configuration */
    /* Configure the clock frequency to 10MHz */
    EHRPWMTimebaseClkConfig(SOC_EPWM_2_REGS,                               // PWM
module 2
                                SOC_EHRPWM_2_MODULE_FREQ/CLOCK_DIV_VAL,           //
100MHz/10, desired module clock
                                SOC_EHRPWM_2_MODULE_FREQ);                         // 100MHz
module clock L4_PER_CLK

    /* Configure the period of the output waveform */

```

```

/* PWM frequency = 39 KHz, T PWM = 25.6 us */
EHRPMPWMOpFreqSet(SOC_EPWM_2_REGS, // PWM
module 2
    SOC_EHRPWM_2_MODULE_FREQ/CLOCK_DIV_VAL, // Counter
clock frequency = 10MHz
    (unsigned int)(SOC_EHRPWM_2_MODULE_FREQ/CLOCK_DIV_VAL)/0xFF, // Module
register = 0xFF
    (unsigned int)EHRPWM_COUNT_UP, // Counter
counts up
    (bool)EHRPWM_SHADOW_WRITE_DISABLE);

/* Disable synchronization*/
EHRPWMTimebaseSyncDisable(SOC_EPWM_2_REGS);

/* Disable syncout*/
EHRPWMSyncOutModeSet(SOC_EPWM_2_REGS, EHRPWM_SYNCOUT_DISABLE);

/* Configure the emulation behaviour*/
EHRPWMTBEmulationModeSet(SOC_EPWM_2_REGS, EHRPWM_STOP_AFTER_NEXT_TB_INCREMENT);

/* Configure Counter compare cub-module */
/* Load Compare A value */
EHRPWLLoadCMPA(SOC_EPWM_2_REGS, // PWM
module 2
    50, // OC
value
    (bool)EHRPWM_SHADOW_WRITE_DISABLE,
    (unsigned int)EHRPWM_COMPA_NO_LOAD,
    (bool)EHRPWM_CMPCTL_OVERWR_SH_FL);

/* Load Compare B value */
EHRPWLLoadCMPB(SOC_EPWM_2_REGS,
    200,
    (bool)EHRPWM_SHADOW_WRITE_DISABLE,
    (unsigned int) EHRPWM_COMPB_NO_LOAD,
    (bool)EHRPWM_CMPCTL_OVERWR_SH_FL);

/* Configure Action qualifier */
/* Toggle when CTR = CMPA */
EHRPWMConfigureAQActionOnA(SOC_EPWM_2_REGS,
    EHRPWM_AQCTLB_ZRO_DONOTHING,
    EHRPWM_AQCTLB_CAU_EPWMXBHIGH, // Set pin
on overflow A
// EHRPWM_AQCTLB_CAU_EPWMXBTOGGLE, //
Toggle on compare A
    EHRPWM_AQCTLB_CAU_EPWMXBLOW, // Toggle on
compare A
    EHRPWM_AQCTLB_CAD_DONOTHING,
    EHRPWM_AQCTLB_CBU_DONOTHING,
    EHRPWM_AQCTLB_CBD_DONOTHING,
    EHRPWM_AQSFRCACTSFB_DONOTHING);

/* Bypass dead band sub-module */
EHRPWMDBOutput(SOC_EPWM_2_REGS, EHRPWM_DBCTL_OUT_MODE_BYPASS);

/* Disable Chopper sub-module */
EHRPWMChopperDisable(SOC_EPWM_2_REGS);

/* Disable trip events */
EHRPWMTZTripEventDisable(SOC_EPWM_2_REGS,(bool)EHRPWM_TZ_ONESHOT);
EHRPWMTZTripEventDisable(SOC_EPWM_2_REGS,(bool)EHRPWM_TZ_CYCLEBYCYCLE);

/* Disable High resolution capability */
EHRPWMHRDisable(SOC_EPWM_2_REGS);

}

/* ADC is configured */
static void ADCConfigure(void)
{
    /* Enable the clock for touch screen */
    TSCADCModuleClkConfig();
}

```

```

TSCADCPinMuxSetUp();

/* Configures ADC to 3Mhz */
TSCADCConfigureAFClock(SOC_ADC_TSC_0_REGS, 24000000,3000000);

/* Enable Transistor bias */
TSCADCTSTransistorConfig(SOC_ADC_TSC_0_REGS, TSCADC_TRANSISTOR_ENABLE);

TSCADCStepIDTagConfig(SOC_ADC_TSC_0_REGS, 1);

/* Disable Write Protection of Step Configuration regs*/
TSCADCStepConfigProtectionDisable(SOC_ADC_TSC_0_REGS);

/* Configure step 1 for channel 1(AN0) */
StepConfigure(0, TSCADC_FIFO_0, TSCADC_POSITIVE_INP_CHANNEL1);

/* Configure step 2 for channel 2(AN1) */
StepConfigure(1, TSCADC_FIFO_1, TSCADC_POSITIVE_INP_CHANNEL2);

/* General purpose inputs */
TSCADCTSModeConfig(SOC_ADC_TSC_0_REGS, TSCADC_GENERAL_PURPOSE_MODE);

/* Enable step 1 */
TSCADCConfigureStepEnable(SOC_ADC_TSC_0_REGS, 1, 1);

/* Enable step 2 */
TSCADCConfigureStepEnable(SOC_ADC_TSC_0_REGS, 2, 1);

/* Enable the TSC_ADC_SS module*/
TSCADCModuleStateSet(SOC_ADC_TSC_0_REGS, TSCADC_MODULE_ENABLE);
}

/* Configures the step */
void StepConfigure(unsigned int stepSel, unsigned int fifo,
                  unsigned int positiveInpChannel)
{
/* Configure ADC to Single ended operation mode */
TSCADCTSStepOperationModeControl(SOC_ADC_TSC_0_REGS,
                                  TSCADC_SINGLE_ENDED_OPER_MODE, stepSel);

/* Configure step to select Channel, reference voltages */
TSCADCTSStepConfig(SOC_ADC_TSC_0_REGS, stepSel, TSCADC_NEGATIVE_REF_VSSA,
                    positiveInpChannel, TSCADC_NEGATIVE_INP_CHANNEL1, TSCADC_POSITIVE_REF_VDDA);

/* select fifo 0 or 1*/
TSCADCTSStepFIFOSelConfig(SOC_ADC_TSC_0_REGS, stepSel, fifo);

/* Configure ADC to one short mode */
TSCADCTSStepModeConfig(SOC_ADC_TSC_0_REGS, stepSel, TSCADC_CONTINIOUS_SOFTWARE_ENABLED);
}

```

## F. DATA SHEETS

---

Las hojas de características, primera página o consideradas de importancia para el proyecto y su compresión son las que se adjuntan a continuación:

1. Amplificador de instrumentación INA163UAE4
2. Amplificador operacional TLE2072CD
3. Potenciómetro digital X9317TM317
4. Multiplexador MC74HC4051
5. Sonda VoltageProbe TeKP5050
6. Masa Virtual TLE2426ID



Burr-Brown Products  
from Texas Instruments

INA163



SBOS177D – NOVEMBER 2000 – REVISED MAY 2005

## Low-Noise, Low-Distortion INSTRUMENTATION AMPLIFIER

### FEATURES

- LOW NOISE: 1nV/Hz at 1kHz
- LOW THD+N: 0.002% at 1kHz, G = 100
- WIDE BANDWIDTH: 800kHz at G = 100
- WIDE SUPPLY RANGE:  $\pm 4.5V$  to  $\pm 18V$
- HIGH CMR: > 100dB
- GAIN SET WITH EXTERNAL RESISTOR
- SO-14 SURFACE-MOUNT PACKAGE

### APPLICATIONS

- PROFESSIONAL MICROPHONE PREAMPS
- MOVING-COIL TRANSDUCER AMPLIFIERS
- DIFFERENTIAL RECEIVERS
- BRIDGE TRANSDUCER AMPLIFIERS

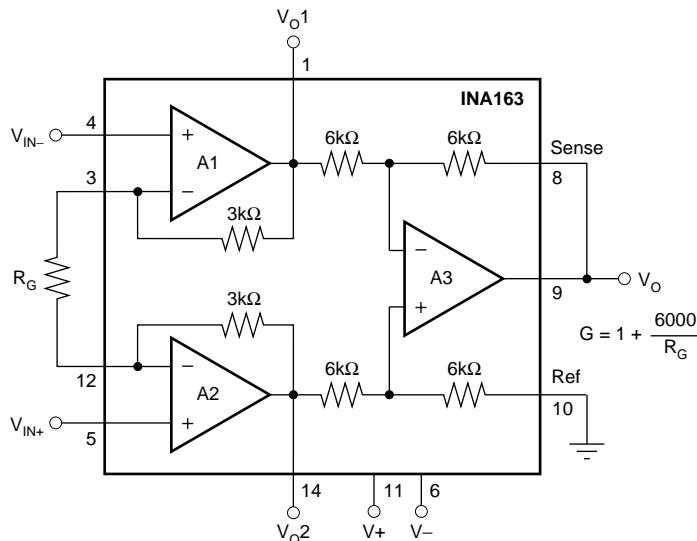
### DESCRIPTION

The INA163 is a very low-noise, low-distortion, monolithic instrumentation amplifier. Its current-feedback circuitry achieves very wide bandwidth and excellent dynamic response over a wide range of gain. It is ideal for low-level audio signals such as balanced low-impedance microphones. Many industrial, instrumentation, and medical applications also benefit from its low noise and wide bandwidth.

Unique distortion cancellation circuitry reduces distortion to extremely low levels, even in high gain. The INA163 provides near-theoretical noise performance for  $200\Omega$  source impedance. Its differential input, low noise, and low distortion provide superior performance in professional microphone amplifier applications.

The INA163's wide supply voltage, excellent output voltage swing, and high output current drive allow its use in high-level audio stages as well.

The INA163 is available in a space-saving SO-14 surface-mount package, specified for operation over the  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$  temperature range.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date.  
Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments  
standard warranty. Production processing does not necessarily include  
testing of all parameters.

TEXAS  
INSTRUMENTS  
[www.ti.com](http://www.ti.com)

Copyright © 2000–2005, Texas Instruments Incorporated

# TLE207x, TLE207xA EXCALIBUR LOW-NOISE HIGH-SPEED JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS181C – FEBRUARY 1997 – REVISED DECEMBER 2009

- Direct Upgrades to TL05x, TL07x, and TL08x BiFET Operational Amplifiers
- Greater Than 2 $\times$  Bandwidth (10 MHz) and 3 $\times$  Slew Rate (45 V/ $\mu$ s) Than TL07x
- Ensured Maximum Noise Floor 17 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- On-Chip Offset Voltage Trimming for Improved DC Performance
- Wider Supply Rails Increase Dynamic Signal Range to  $\pm 19$  V

## description

The TLE207x series of JFET-input operational amplifiers more than double the bandwidth and triple the slew rate of the TL07x and TL08x families of BiFET operational amplifiers. Texas Instruments Excalibur process yields a typical noise floor of 11.6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , 17-nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  ensured maximum, offering immediate improvement in noise-sensitive circuits designed using the TL07x. The TLE207x also has wider supply voltage rails, increasing the dynamic signal range for BiFET circuits to  $\pm 19$  V. On-chip zener trimming of offset voltage yields precision grades for greater accuracy in dc-coupled applications. The TLE207x are pin-compatible with lower performance BiFET operational amplifiers for ease in improving performance in existing designs.

BiFET operational amplifiers offer the inherently higher input impedance of the JFET-input transistors, without sacrificing the output drive associated with bipolar amplifiers. This makes them better suited for interfacing with high-impedance sensors or very low-level ac signals. They also feature inherently better ac response than bipolar or CMOS devices having comparable power consumption.

The TLE207x family of BiFET amplifiers are Texas Instruments highest performance BiFETs, with tighter input offset voltage and ensured maximum noise specifications. Designers requiring less stringent specifications but seeking the improved ac characteristics of the TLE207x should consider the TLE208x operational amplifier family.

Because BiFET operational amplifiers are designed for use with dual power supplies, care must be taken to observe common-mode input voltage limits and output swing when operating from a single supply. DC biasing of the input signal is required and loads should be terminated to a virtual ground node at mid-supply. Texas Instruments TLE2426 integrated virtual ground generator is useful when operating BiFET amplifiers from single supplies.

The TLE207x are fully specified at  $\pm 15$  V and  $\pm 5$  V. For operation in low-voltage and/or single-supply systems, Texas Instruments LinCMOS families of operational amplifiers (TLC- and TLV-prefix) are recommended. When moving from BiFET to CMOS amplifiers, particular attention should be paid to slew rate and bandwidth requirements and output loading.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1997 – 2004, Texas Instruments Incorporated



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

# MC74HC4051A, MC74HC4052A, MC74HC4053A



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

## Analog Multiplexers / Demultiplexers

### High-Performance Silicon-Gate CMOS

The MC74HC4051A, MC74HC4052A and MC74HC4053A utilize silicon-gate CMOS technology to achieve fast propagation delays, low ON resistances, and low OFF leakage currents. These analog multiplexers/demultiplexers control analog voltages that may vary across the complete power supply range (from V<sub>CC</sub> to V<sub>EE</sub>).

The HC4051A, HC4052A and HC4053A are identical in pinout to the metal-gate MC14051AB, MC14052AB and MC14053AB. The Channel-Select inputs determine which one of the Analog Inputs/Outputs is to be connected, by means of an analog switch, to the Common Output/Input. When the Enable pin is HIGH, all analog switches are turned off.

The Channel-Select and Enable inputs are compatible with standard CMOS outputs; with pullup resistors they are compatible with LSTTL outputs.

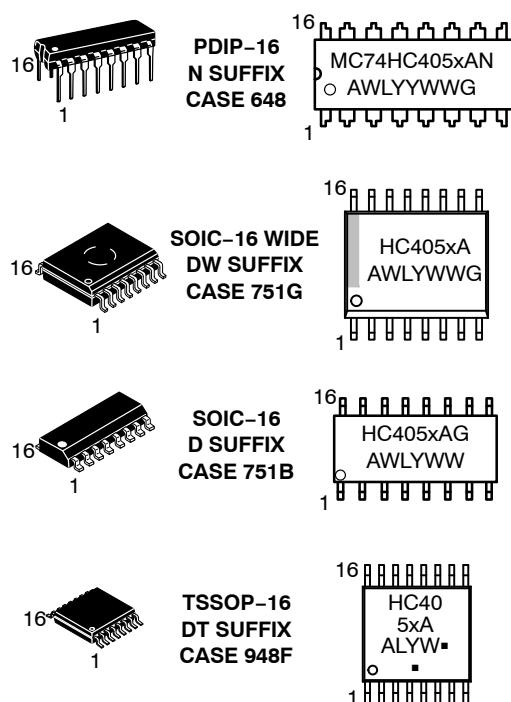
These devices have been designed so that the ON resistance (R<sub>on</sub>) is more linear over input voltage than R<sub>on</sub> of metal-gate CMOS analog switches.

For a multiplexer/demultiplexer with injection current protection, see HC4851A and HC4852A.

#### Features

- Fast Switching and Propagation Speeds
- Low Crosstalk Between Switches
- Diode Protection on All Inputs/Outputs
- Analog Power Supply Range (V<sub>CC</sub> – V<sub>EE</sub>) = 2.0 to 12.0 V
- Digital (Control) Power Supply Range (V<sub>CC</sub> – GND) = 2.0 to 6.0 V
- Improved Linearity and Lower ON Resistance Than Metal-Gate Counterparts
- Low Noise
- In Compliance with the Requirements of JEDEC Standard No. 7A
- Chip Complexity: HC4051A — 184 FETs or 46 Equivalent Gates  
HC4052A — 168 FETs or 42 Equivalent Gates  
HC4053A — 156 FETs or 39 Equivalent Gates
- NLV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Unique Site and Control Change Requirements; AEC-Q100 Qualified and PPAP Capable
- These Devices are Pb-Free, Halogen Free and are RoHS Compliant

#### MARKING DIAGRAMS



x = Specific Device Code

A = Assembly Location

WL, L = Wafer Lot

YY, Y = Year

WW, W = Work Week

G = Pb-Free Package

▪ = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)

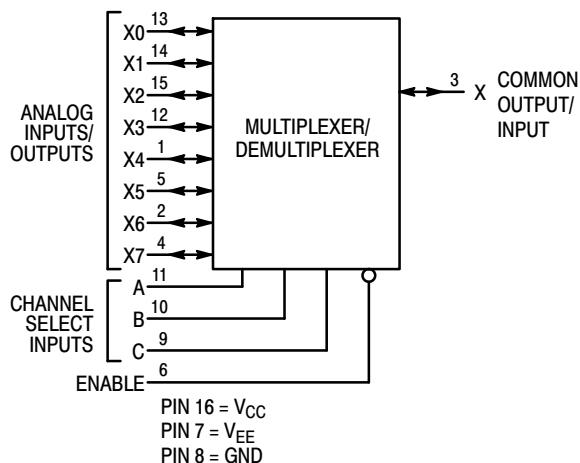
#### ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 13 of this data sheet.

# MC74HC4051A, MC74HC4052A, MC74HC4053A

## LOGIC DIAGRAM MC74HC4051A

Single-Pole, 8-Position Plus Common Off

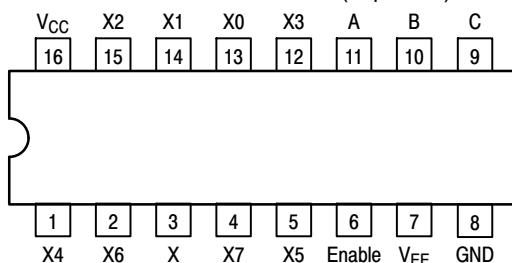


## FUNCTION TABLE – MC74HC4051A

Enable	Control Inputs			ON Channels
	C	B	A	
L	L	L	L	X0
L	L	L	H	X1
L	L	H	L	X2
L	L	H	H	X3
L	H	L	L	X4
L	H	L	H	X5
L	H	H	L	X6
L	H	H	H	X7
H	X	X	X	NONE

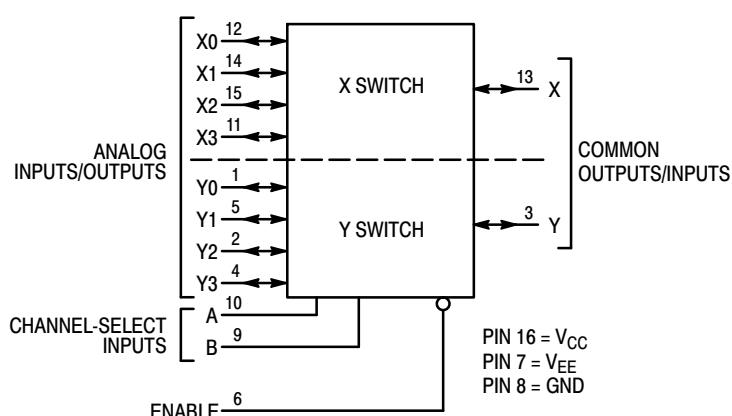
X = Don't Care

## Pinout: MC74HC4051A (Top View)



## LOGIC DIAGRAM MC74HC4052A

Double-Pole, 4-Position Plus Common Off

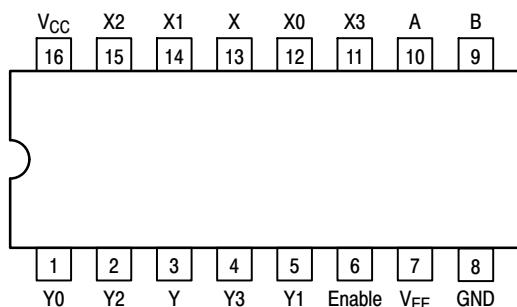


## FUNCTION TABLE – MC74HC4052A

Enable	Control Inputs		ON Channels
	B	A	
L	L	L	Y0 X0
L	L	H	Y1 X1
L	H	L	Y2 X2
L	H	H	Y3 X3
H	X	X	NONE

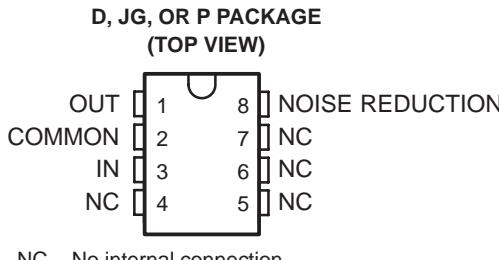
X = Don't Care

## Pinout: MC74HC4052A (Top View)

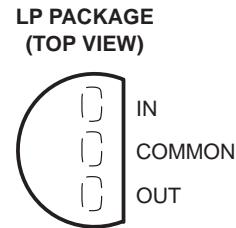


## description (continued)

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The M suffix devices are characterized over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

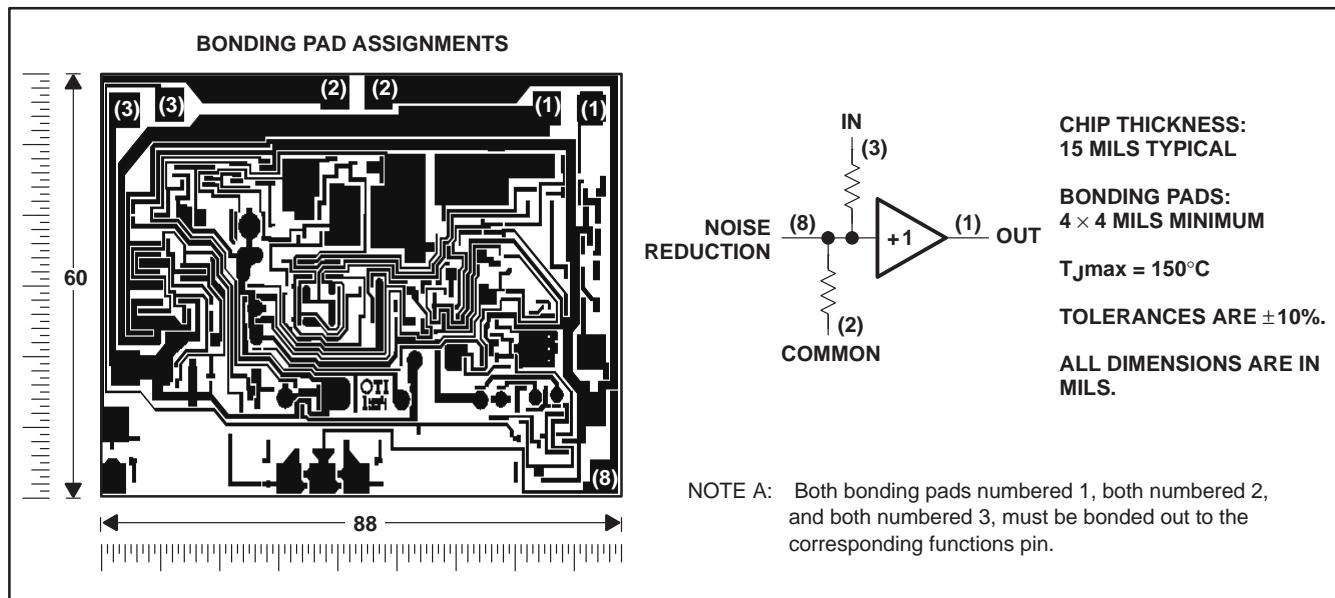


NC – No internal connection



## TLE2426Y chip information

This chip, properly assembled, displays characteristics similar to the TLE2426C. Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped aluminum bonding pads. The chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



# G. BIBLIOGRAFÍA

---

## G1. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Cuchí, J.A., Villarroel, J.L., Ayuso, N. (2011). *Fundamentos y optimización de la búsqueda con Arvas*. Grupo de Trabajo en Tecnologías Avanzadas para Rescate en Nieve.
- [2] Falk, M., Brugger, H., Adler-Kastner, L. (1994). *Avalanche survival chances*. Nature, 368(6466).
- [3] ETSI TC-RES. (1997) ETS 300 718, *Radio Equipment and Systems (RES); Avalanche Beacons; Transmitter-receiver systems*
- [4] Hickman, I. (1995). *Manual práctico de radiofrecuencia*. Paraninfo.
- [5] Alfaro, J. E. R. (2009). *Diseño de filtros digitales resonantes de pequeño ancho de banda*.
- [6] de Dieuleveult, F. (2000). *Electrónica aplicada a las altas frecuencias*. Thomson Learning.
- [7] Horowitz, P., & Hill, W. (1989). *The art of electronics*. Cambridge Univ. Press.
- [8] O'Hara, M. (1998). *EMC at component and PCB level*. Newnes.
- [9] Archambeault, B. R., & Drewniak, J. (2002). *PCB design for real-world EMI control* (pp. 122-149). Boston, MA: Kluwer Academic Publishers.
- [10] J.L, Villarroel. (2014). *Planificación basada en Prioridades Estáticas, Sistemas de tiempo real*. Universidad de Zaragoza.
- [11] Danta, M. R., Fernández, A. G., Cebreros, C. B. (1999). *Campos electromagnéticos* (Vol. 32). Universidad de Sevilla.
- [12] Leo, E., y Cuchí, J. A. (2005). Los aludes en el Alto Aragón. Lucas Mallada, 11: 131-158.
- [13] Manual de referencia arm3359. Texas Instruments.
- [14] Manual de referencia BeagleBone. TexasInstruments.

## G2. LINKCOGRAFÍA

Distribuidores:

- RS: <http://es.rs-online.com>
- FARRELL: <http://es.farnell.com>

Páginas de consulta:

- Texas instruments: <http://www.ti.com>
- BeagleBone: <http://beagleboard.org/bone>

## G3. PROGRAMAS DE CÁLCULO

Los programas utilizados han sido.

Para la simulación:

- OrCAD Capture PSPICE. Version 16.6. Candece.

Para el diseño PCB:

- Eagle. Version 7.1.0 for Windows (Light Edition). CadSoft.

Para la programación:

- Code Composer Studio. Version 5.5.0.00077. Texas Instruments

Para el montaje de la memoria:

- Herramienta online Schemeit. (<http://www.digikey.com/schemeit>)
- Online Diagram Software & Flow Chart Software (<https://www.gliffy.com>)